

Murilo Scarpa Sitonio

**Estudo de estratégias de controle para conversores CC-CC
conectados em paralelo com foco numa microrrede fotovoltaica
operando em modo isolado**

Trabalho de Conclusão de Curso
submetido ao Departamento de
Engenharia Elétrica e Eletrônica da
Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica
Orientador: Prof. Denizar Martins, Dr.
Coorientador: Eng. Roberto Buerger,
Ms

Florianópolis
2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária
da UFSC.

Sitonio, Murilo Scarpa

Estudo de estratégias de controle para
conversores CC-CC conectados em paralelo com foco
numa microrrede fotovoltaica operando em modo
isolado / Murilo Scarpa Sitonio ; orientador,
Denizar Martins, coorientador, Roberto Buerger,
2018.

120 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro
Tecnológico, Graduação em Engenharia Elétrica,
Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

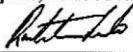
1. Engenharia Elétrica. 2. Microrredes. 3.
Fontes renováveis de energia. 4. Controle. 5.
Paralelismo de conversores. I. Martins, Denizar.
II. Buerger, Roberto. III. Universidade Federal de
Santa Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica.
IV. Título.

Murilo Scarpa Sitonio

**Estudo de estratégias de controle para conversores CC-CC
conectados em paralelo com foco numa microrrede fotovoltaica
operando em modo isolado**

Este Trabalho foi julgado adequado para obtenção do Título de Bacharel
em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pela Banca
Examinadora

Florianópolis, 20 de Julho de 2018.



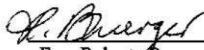
Prof. Renato Lucas Pacheco, Dr.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:



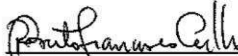
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina

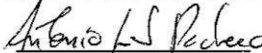


Eng. Roberto Buerger, Ms.
Coorientador

Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina



Antonio Luiz Schalata Pacheco, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

“A ciência é muito mais do que um corpo de conhecimento. É uma forma de pensar. E isso é fundamental para seu sucesso [...]. Ela funciona. É uma ferramenta essencial para uma democracia numa era de mudança.”

(Carl Sagan, 1990)

RESUMO

Neste trabalho de conclusão de curso de engenharia elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) são estudadas técnicas de controle para conversores CC-CC conectados, em paralelo, a um barramento CC. Os conversores também estão conectados a um sistema fotovoltaico de geração de energia e foram projetados para processar até 8 kW de potência por meio de 40 módulos instalados no topo do prédio do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da UFSC. O estudo foi constituído considerando que a microrrede (MR) proposta possa atuar em dois modos de operação: conectado e isolado. No primeiro modo, a estratégia deve garantir que os conversores sejam controlados individualmente para funcionarem como rastreadores do ponto de máxima potência (do inglês *Maximum Power Point Tracker* - MPPT), pois podemos utilizar a rede elétrica como fonte de geração ou armazenamento infinito de energia. Isso faz com que não nos preocupemos num balanço de potências entre a carga e a fonte geradora e que pensemos na máxima extração possível de potência do arranjo fotovoltaico. No segundo modo, o controle tem o objetivo de garantir que os conversores mantenham, de forma compartilhada, a tensão do barramento CC regulada, pois com a ausência da rede elétrica, o balanço de potência é necessário para regular o barramento e garantir o funcionamento adequado do sistema. É importante ressaltar que este trabalho tem como foco o estudo da microrrede operando no segundo modo e, embora técnicas do primeiro sejam apresentadas, suas discussões serão resumidas ou omitidas. Além de uma introdução e motivação ao estudo do tema, o projeto e o dimensionamento de um conversor *boost* também são apresentados no decorrer do texto. Finalmente, resultados provenientes de simulação teórica computacional com o software *PSIM*® e de experimentação prática são apresentados e discutidos, considerando a microrrede operando no modo isolado.

Palavras-chave: Microrredes. Controle. Modo isolado. Paralelismo de conversores. Fotovoltaica. Fontes renováveis de energia.

ABSTRACT

In this undergraduate thesis of electrical engineering of the Federal University of Santa Catarina (UFSC), control techniques are studied for DC-DC converters connected, in parallel, to a common DC bus. The converters are also connected to a photovoltaic power generation system and were designed to process up to 8 kW of power through 40 modules installed at the top of the building of the Institute of Power Electronics (INEP) of the UFSC. The study was constituted considering that the proposed microgrid can act in two modes of operation: connected and isolated. In the first mode, the strategy must ensure that the converters are individually controlled to function as Maximum Power Point Trackers (MPPT), because we can use the electrical network as a source of infinite power generation or storage. This means that we do not need to worry about a balance of power between the load and the generating source and we should think on the maximum possible extraction of power of the photovoltaic arrangement. In the second mode, the control has the objective that the converters maintain, in a shared form, the voltage of the DC bus regulated, because with the absence of the electric network, the power balance is necessary to regulate the bus and ensure the proper operation of the system. It is important to emphasize that this work focuses on the study of the microgrid operating in the second mode and, although techniques of the first one are presented, their discussions will be summarized or omitted. In addition to an introduction and motivation to study of the theme, the design of a boost converter is also presented throughout the text. Finally, results from theoretical computer simulation through *PSIM*® software and practical experimentation are presented and discussed, considering the microgrid operating in isolated mode.

Keywords: Microgrids. Control. Isolated mode. Parallelism of converters. Photovoltaic. Renewable energy sources.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Exemplo de MR	25
Figura 2.1 – Sistema de estudo proposto.....	30
Figura 2.2 – Inversor trifásico em ponte completa.....	30
Figura 3.1 – Conversor <i>boost</i> clássico.....	36
Figura 3.2 – Etapa de operação 1: chave <i>S</i> fechada	37
Figura 3.3 – Etapa de operação 2: chave <i>S</i> aberta	37
Figura 3.4 – Ganho estático do conversor <i>boost</i> , considerando elementos parasitas, em função de δ	39
Figura 3.5 – Eficiência do conversor <i>boost</i> , considerando elementos parasitas, em função de δ	39
Figura 3.6 – Circuito equivalente para cálculo do capacitor.	42
Figura 4.1 – Curva P-V com indicação do comportamento da taxa dP_{pv}/dV_{pv}	49
Figura 4.2 – Diagrama de blocos - CME básico.	52
Figura 4.3 – Esquemático proposto do CME rotatório.....	52
Figura 4.4 – Diagrama de blocos - CME automático.	53
Figura 4.5 – Diagrama de conexão para compartilhamento de corrente de carga por meio de um único canal de comunicação.	54
Figura 4.6 – Controle de compartilhamento de corrente de carga com controlador externo com dois conversores em paralelo.	55
Figura 4.7 – Características <i>droop</i> com diferentes ganhos.....	57
Figura 4.8 – Diagrama de controle <i>droop</i> via <i>feedback</i> da corrente de saída	58
Figura 4.9 – Circuito equivalente do barramento CC.....	61
Figura 4.10 – Curva de P_{pv} , V_{pv} e δ	62
Figura 4.11 – Curva de P_{pv} , V_{pv} e δ com região de operação destacada.....	63
Figura 4.12 – Curva de V_{cc} e δ – Técnica 1.	64
Figura 4.13 – Fluxograma de controle – Técnica 1.....	66
Figura 4.14 – Curva de V_{cc} e δ – Técnica 2.	67
Figura 4.15 – Fluxograma de controle – Técnica 2.....	69
Figura 5.1 – Topologia geral de um conversor no ambiente PSIM.....	71
Figura 5.2 – Simulação da tensão de saída com carga fixa – Técnica 1	72
Figura 5.3 – Simulação da tensão de saída com carga fixa – Técnica 2	72
Figura 5.4 – Carga modificada para aplicação de um degrau	73
Figura 5.5 – Simulação da tensão de saída com aplicação de um degrau na carga – Técnica 1.....	74
Figura 5.6 – Simulação do compartilhamento de potências com aplicação de um degrau na carga – Técnica 1	74

Figura 5.7 – Simulação da tensão de saída com aplicação de um degrau na carga – Técnica 2	75
Figura 5.8 – Simulação do compartilhamento de potências com aplicação de um degrau na carga – Técnica 2.....	75
Figura 5.9 – <i>Step (2-level) voltage source</i> conectado ao módulo fotovoltaico.....	76
Figura 5.10 – Simulação da tensão de saída com aplicação de um degrau na irradiância – Técnica 1	76
Figura 5.11 – Simulação da tensão de saída com aplicação de um degrau na irradiância – Técnica 2	77
Figura 5.12 – Simulação da tensão de saída com aplicação de um degrau na irradiância e um degrau na carga no mesmo instante – Técnica 1 ...	78
Figura 5.13 – Simulação da tensão de saída com aplicação de um degrau na irradiância e um degrau na carga no mesmo instante – Técnica 2 ...	78
Figura 6.1 – Foto dos conversores, placa de controle e placa de alimentação auxiliar	81
Figura 6.2 – Tensão do barramento CC, antes e depois de um degrau na carga – Técnica 1	82
Figura 6.3 – Compartilhamento de potências, antes e depois de um degrau na carga – Técnica 1	82
Figura 6.4 – Tensão do barramento CC, antes e depois de um degrau na carga – Técnica 2	83
Figura 6.5 – Compartilhamento de potências, antes e depois de um degrau na carga – Técnica 2.....	84
Figura B.1 – Placa do conversor <i>boost</i> no ambiente do software <i>Altium®</i>	101

LISTA DE QUADROS

Quadro 2.1 – Acesso dos módulos KC200GT por meio de disjuntores contidos num painel no laboratório de pesquisa do INEP.....	29
Quadro 3.1 – Especificações do módulo KC200GT	33
Quadro 3.2 – Especificações de 10 módulos KC200GT conectados em série	34
Quadro 3.3 – Especificações de 15 módulos KC200GT conectados em série	34
Quadro 3.4 – Elementos parasitas do conversor <i>boost</i>	38
Quadro 3.5 – Razões cíclicas e eficiências máxima e mínima dos conversores.....	40
Quadro 3.6 – Parâmetros para o dimensionamento do conversor <i>boost</i> conectado a 10 módulos em série.....	40
Quadro 3.7 – Parâmetros para o dimensionamento do conversor <i>boost</i> conectado a 15 módulos em série.....	41
Quadro 3.8 – Indutores máximo e mínimo de projeto dos conversores	42
Quadro 3.9 – Esforços no interruptor S	44
Quadro 3.10 – Esforços no diodo D	44
Quadro A.1 – Parâmetros do indutor do conversor <i>boost</i> conectado a 10 módulos em série.....	98
Quadro A.2 – Parâmetros do indutor do conversor <i>boost</i> conectado a 15 módulos em série.....	99

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica
CA – Corrente Alternada
CC – Corrente Contínua
CCC-CCCP – Conversores CC-CC conectados em paralelo
CI – Condutância Incremental
CME – Controle Mestre-Escravo
EUA – Estados Unidos da América
GD – Geração Distribuída
IEEE – *Institute of Electrical and Electronics Engineering*
IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor*
INEP – Instituto de Eletrônica de Potência
LBC – *Low-Bandwidth Communication*
MOSFET – *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*
MPPT – *Maximum Power Point Tracker*
MR – Microrrede
OPEP – Organização dos Países Exportadores de Petróleo
P&O – Perturba e Observa
PWM – *Pulse Width Modulation*
RN – Resolução Normativa
STC – *Standard Test Conditions*
UFSC – Universidade Federal de Santa Catarina

LISTA DE SÍMBOLOS

C_{cc}	Capacitor do barramento
E_{cc}	Energia do capacitor C_{cc}
f	Frequência de comutação
G	Ganho estático
$G10_{máx}$	Ganho estático máximo do conversor conectado a 10 módulos
$G10_{mín}$	Ganho estático mínimo do conversor conectado a 10 módulos
$G15_{máx}$	Ganho estático máximo do conversor conectado a 15 módulos
$G15_{mín}$	Ganho estático mínimo do conversor conectado a 15 módulos
G_{real}	Ganho estático real
$I_{C_{cc}}$	Corrente do capacitor C_{cc}
I_D	Corrente do diodo
$I_{in_máx}$	Corrente de entrada máxima do conversor conectado a 10 módulos
I_{in_nom}	Corrente de entrada nominal do conversor conectado a 10 módulos
I_L	Corrente do indutor
I_n	Corrente do conversor n
I_{npk}	Corrente de pico do conversor n
I_{ns-p}	Corrente de <i>set-point</i> do conversor n
$I_{o\ n}$	Corrente de saída do conversor n
I_{pv}	Corrente do módulo fotovoltaico
I_s	Corrente do interruptor
I_{MPP}^{STC}	Corrente de máxima potência no STC
I_{sc}^{STC}	Corrente de curto circuito no STC
K_m	Ganho <i>droop</i> adaptativo
K_n	Ganho <i>droop</i> do conversor n
L	Indutor
$L10_{máx}$	Indutor de projeto máximo para o conversor conectado a 10 módulos
$L10_{mín}$	Indutor de projeto mínimo para o conversor conectado a 10 módulos
$L15_{máx}$	Indutor de projeto máximo para o conversor conectado a 15 módulos

$L_{15_{\min}}$	Indutor de projeto mínimo para o conversor conectado a 15 módulos
$P_{10_{nom}}$	Potência nominal do conversor conectado a 10 módulos
P_1	Potência do conversor 1 – 15 módulos
$P_{15_{nom}}$	Potência nominal do conversor conectado a 15 módulos
P_2	Potência do conversor 2 – 15 módulos
P_3	Potência do conversor 3 – 10 módulos
P_{carga}	Potência da carga
P_{cc}	Potência do capacitor C_{cc}
P_{in}	Potência de entrada
P_o	Potência de saída
P_{pv}	Potência do módulo fotovoltaico
$P_{10_{MPP}^{STC}}$	Potência máxima de 10 módulos conectados em série no STC
$P_{15_{MPP}^{STC}}$	Potência máxima de 15 módulos conectados em série no STC
P_{MPP}^{STC}	Potência máxima no STC
R_D	Resistência de perdas do diodo
R_L	Resistência de perdas do indutor
R_o	Carga
R_S	Resistência de perdas do MOSFET
S	Chave semicondutora do conversor <i>boost</i> clássico
T	Tempo que a potência P_{cc} flui no capacitor C_{cc}
t_{hold}	tempo de <i>hold up</i>
T_{\max}	Temperatura máxima teórica
T_{\min}	Temperatura mínima teórica
T_s	Período de comutação
T^{stc}	Temperatura no STC
V_{cc}	Tensão do barramento CC
V_{cc1}	Valor inicial da tensão do capacitor C_{cc}
V_{cc2}	Valor final da tensão do capacitor C_{cc}
V_{cclim}	Limite superior da faixa de transição da Técnica 2
$V_{ccm\acute{a}x}$	Limite superior da faixa de regulação da tensão de barramento
$V_{ccm\acute{i}n}$	Limite inferior da faixa de regulação da tensão de barramento
V_{ccsub}	Limite de tensão para proteção contra subtensão de barramento
V_D	Queda de tensão no diodo
V_{in}	Tensão de entrada dos conversores

$V_{in10_{m\acute{a}x}}$	Tensão de entrada máxima do conversor conectado a 10 módulos
$V_{in10_{nom}}$	Tensão de entrada nominal do conversor conectado a 10 módulos
$V_{in15_{m\acute{a}x}}$	Tensão de entrada máxima do conversor conectado a 15 módulos
$V_{in15_{nom}}$	Tensão de entrada nominal do conversor conectado a 15 módulos
V_o	Tensão de saída dos conversores
$V_{o\ n(sp)}$	Tensão de <i>set-point</i> do conversor n
V_{pv}	Tensão do módulo fotovoltaico
V_{ref}	Tensão de referência do barramento CC
V_s	Tensão do interruptor
$V10_{oc_{m\acute{a}x}}$	Valor máximo da tensão de circuito aberto de 10 módulos conectados em série
$V10_{oc_{m\acute{i}n}}$	Valor mínimo da tensão de circuito aberto de 10 módulos conectados em série
$V10_{MPP}^{STC}$	Tensão de máxima potência de 10 módulos conectados em série no STC
$V10_{mpp_{m\acute{a}x}}$	Valor máximo da tensão de máxima potência de 10 módulos conectados em série
$V10_{mpp_{m\acute{i}n}}$	Valor mínimo da tensão de máxima potência de 10 módulos conectados em série
$V10_{oc}^{STC}$	Tensão de circuito aberto de 10 módulos conectados em série no STC
$V15_{oc_{m\acute{a}x}}$	Valor máximo da tensão de circuito aberto de 15 módulos conectados em série
$V15_{oc_{m\acute{i}n}}$	Valor mínimo da tensão de circuito aberto de 15 módulos conectados em série
$V15_{MPP}^{STC}$	Tensão de máxima potência de 15 módulos conectados em série no STC
$V15_{mpp_{m\acute{a}x}}$	Valor máximo da tensão de máxima potência de 15 módulos conectados em série
$V15_{mpp_{m\acute{i}n}}$	Valor mínimo da tensão de máxima potência de 15 módulos conectados em série
$V15_{oc}^{STC}$	Tensão de circuito aberto de 15 módulos conectados em série no STC
V_{MPP}^{STC}	Tensão de máxima potência no STC
V_{oc}^{STC}	Tensão de circuito aberto no STC

δ Razão cíclica

$\delta_{10_{\text{máx}}}$ Razão cíclica máxima do conversor conectado a 10 módulos

$\delta_{10_{\text{mín}}}$ Razão cíclica mínima do conversor conectado a 10 módulos

$\delta_{15_{\text{mín}}}$ Razão cíclica máxima do conversor conectado a 15 módulos

$\delta_{15_{\text{mín}}}$ Razão cíclica mínima do conversor conectado a 15 módulos

ΔI_L Ondulação de corrente máxima do indutor

δ_{mp} Razão cíclica de máxima potência

δ_{oc} Razão cíclica de circuito aberto

ΔV_{cc} Variação da tensão de barramento

ΔV_o Ondulação máxima da tensão de saída

η Eficiência

η_1 Eficiência da Técnica 1

$\eta_{10_{\text{máx}}}$ Eficiência máxima do conversor conectado a 10 módulos

$\eta_{10_{\text{mín}}}$ Eficiência mínima do conversor conectado a 10 módulos

$\eta_{15_{\text{máx}}}$ Eficiência máxima do conversor conectado a 15 módulos

$\eta_{15_{\text{mín}}}$ Eficiência mínima do conversor conectado a 15 módulos

η_2 Eficiência da Técnica 2

$\mu_{10_{\text{Vmp}}}$ Coeficiente de temperatura da tensão de máxima potência de 10 módulos conectados em série

$\mu_{10_{\text{Voc}}}$ Coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto de 10 módulos conectados em série

$\mu_{15_{\text{Vmp}}}$ Coeficiente de temperatura da tensão de máxima potência de 15 módulos conectados em série

$\mu_{15_{\text{Voc}}}$ Coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto de 15 módulos conectados em série

μ_{Icc} Coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito

μ_{Vmp} Coeficiente de temperatura da tensão de máxima potência

μ_{Voc} Coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO, ESTRUTURA, OBJETIVO E MOTIVAÇÃO DO TRABALHO	23
2	DESCRIÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO	29
3	ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	33
3.1	DEFINIÇÃO E OBTENÇÃO DAS ESPECIFICAÇÕES DO ARRANJO FOTOVOLTAICO.....	33
3.2	CÁLCULO DAS TENSÕES EXTREMAS DO ARRANJO FOTOVOLTAICO	35
3.3	FAIXA DE GANHO ESTÁTICO.....	35
3.4	DEFINIÇÃO, DIMENSIONAMENTO E ETAPAS DE OPERAÇÃO DOS CONVERSORES.....	36
3.5	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DOS CONVERSORES	41
3.5.1	Indutor	41
3.5.2	Capacitor.....	42
3.5.3	Interruputor.....	43
3.5.3	Diodo	44
3.6	COMENTÁRIOS FINAIS DO CAPÍTULO 3.....	45
4	DISCUSSÃO E APRESENTAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE	47
4.1	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE NO MODO CONECTADO	47
4.1.1	MPPT baseado na corrente de curto circuito ou tensão de circuito aberto.....	47
4.1.2	Perturba e Observa (P&O)	48
4.1.3	Condutância Incremental (CI).....	48
4.1.4	MPPT pela medição indireta da temperatura de superfície.	49
4.2	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE NO MODO ISOLADO..	50
4.2.1	Estratégias de controle com comunicação	51
4.2.1.1	Controle Mestre-Escravo	51

4.2.1.1.1	Controle Mestre-Escravo básico.	51
4.2.1.1.2	Controle Mestre-Escravo rotatório.	52
4.2.1.1.3	Controle Mestre-Escravo automático.	53
4.2.1.2	Controle de compartilhamento de corrente de carga por meio de um único canal de comunicação.	54
4.2.1.3	Controle de compartilhamento de corrente de carga por meio de um controlador externo	55
4.2.2	Estratégias de controle sem comunicação.	56
4.2.2.1	Controle por curvas de decaimento (<i>droop</i>)	56
4.2.2.2	Controle por curvas de decaimento adaptativo (<i>droop</i> adaptativo)	58
4.2.3	Estratégias de controle híbridas (hierárquicas)	59
4.3	DEFINIÇÃO DAS ESTRATÉGIAS UTILIZADAS	60
4.3.1	Definição da estratégia no modo conectado.	60
4.3.2	Definição da estratégia no modo isolado.	60
4.3.2.1	Técnica 1	61
4.3.2.2	Técnica 2	66
4.4	COMENTÁRIOS FINAIS DO CAPÍTULO 4	69
5	RESULTADO DE SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS.	71
5.1	SISTEMA COM CARGA E IRRADIÂNCIA FIXAS	71
5.1.1	Sistema com carga e irradiância fixas - Técnica 1	72
5.1.2	Sistema com carga e irradiância fixas - Técnica 2	72
5.2	SISTEMA COM DEGRAU NA CARGA E IRRADIÂNCIA FIXA.	73
5.2.1	Sistema com degrau na carga e irradiância fixa - Técnica 1	73
5.2.2	Sistema com degrau na carga e irradiância fixa - Técnica 2	74
5.3	SISTEMA COM DEGRAU NA IRRADIÂNCIA E CARGA FIXA.	75

5.3.1	Sistema com degrau na irradiância e carga fixa - Técnica 1.....	76
5.3.2	Sistema com degrau na irradiância e carga fixa - Técnica 2.....	77
5.4	SISTEMA COM DEGRAU NA CARGA E DEGRAU NA IRRADIÂNCIA	77
5.4.1	Sistema com degrau na carga e degrau na irradiância - Técnica 1.....	77
5.4.2	Sistema com degrau na carga e degrau na irradiância - Técnica 2.....	78
5.5	COMENTÁRIOS FINAIS DO CAPÍTULO 5	78
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	81
6.1	DEGRAU NA CARGA – TÉCNICA 1	82
6.2	DEGRAU NA CARGA – TÉCNICA 2	83
6.3	COMENTÁRIOS FINAIS DO CAPÍTULO 6	84
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	87
	REFERÊNCIAS.....	89
	APÊNDICE A – Projeto físico dos indutores.....	97
	APÊNDICE B – Projeto dos conversores <i>boost</i> utilizando o <i>software Altium®</i>	101
	APÊNDICE C – Código de controle experimental.....	103

1 INTRODUÇÃO, ESTRUTURA, OBJETIVO E MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

Ao que tudo indica, o Brasil deverá consumir 744 TWh em 2026, quantidade 3.7% superior ao valor registrado em 2016 [1]. Uma maneira de aumentar nossa produção é por meio do uso de fontes primárias de energia que utilizam combustíveis fósseis, cuja queima resulta na emissão de gases prejudiciais ao meio ambiente, como o CO₂ [2]-[5]. Muitos países com grande demanda energética fazem uso desse tipo de geração para completar sua matriz energética [6]. O acúmulo desses gases foi impulsionado pela ação humana e, segundo fortes evidências, é o principal responsável pelas mudanças climáticas, ou aquecimento global [7]. Tais fatos podem gerar um dilema: como aumentar nossa produção energética sem comprometer o meio ambiente e o nosso estilo de vida atual e das próximas gerações? Tudo indica, então, que teremos que aumentar a produção de fontes “limpas” e renováveis.

Os esforços para disseminação da geração renovável, de forma mais intensa, podem ser datados na década de 70, período marcado pela crise energética mundial. Nessa época, países membros da Organização dos Países Exportadores de Petróleo (OPEP) e Golfo Pérsico (Arábia Saudita, Iraque, Irã, etc.) provocaram um embargo à distribuição de petróleo para os Estados Unidos da América (EUA) e países da Europa [8]. O embargo aliado a uma política desastrosa dos EUA para tentar controlar os preços [9] fizeram com que os preços do barril de petróleo atingissem valores altíssimos, chegando a aumentar até 400% em cinco meses [10]. Além disso, eventos isolados em usinas nucleares, como a catástrofe de Chernobyl e Fukushima (mais recente) aumentaram a aversão às usinas nucleares. Todos esses fatores ajudaram a impulsionar o conceito de Geração Distribuída (GD) e Microrredes (MR), que diminui a distância entre as centrais de geração e o consumidor final, reduz perdas nas linhas de transmissão e distribuição e restringe os impactos ambientais, uma vez que faz uso de fontes renováveis [11], e aumenta a independência do consumidor em relação às flutuações do preço da energia cobrado pela distribuidora. No Brasil, incentivos para a GD e MR foram intensificados após as secas prolongadas de 2000-2001 (todo o território nacional) e 2014/2015 (São Paulo e região Nordeste) [12] que provocaram redução dos níveis dos reservatórios das usinas hidroelétricas, responsáveis por 65.7% na oferta da potência de geração elétrica nacional [13].

Além da questão ambiental, outros fatores impulsionaram a pesquisa e implementação de GD e MR: melhoria dos semicondutores, maior velocidade de comutação, melhores dispositivos XXXXXX, aumento do rendimento [14] e redução do preço dos geradores fotovoltaicos (fonte renovável largamente utilizada nessas propostas), interesse da indústria e interesse político. Em 2012, a ANEEL publicou a Resolução Normativa (RN) nº 482 que estabeleceu condições gerais para o acesso de micro e minigeradores individuais aos sistemas de distribuição de energia elétrica [15]. Em 2015, a ANEEL aprovou inovações na norma, explicitando que:

“Será permitido o uso de qualquer fonte renovável, além da cogeração qualificada, denominando-se microgeração distribuída a central geradora com potência instalada até 75 quilowatts (kW) e minigeração distribuída aquela com potência acima de 75 kW e menor ou igual a 5 MW (sendo 3 MW para a fonte hídrica), conectadas na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras”.

Outra inovação da norma diz respeito à possibilidade de instalação de geração distribuída em condomínios (empreendimentos de múltiplas unidades consumidoras). Nessa configuração, a energia gerada pode ser repartida entre os condôminos em porcentagens definidas pelos próprios consumidores. A ANEEL criou ainda a figura da “geração compartilhada”, possibilitando que diversos interessados se unam em um consórcio ou em uma cooperativa, instalem uma micro ou minigeração distribuída e utilizem a energia gerada para redução das faturas dos consorciados ou cooperados. [16]

As inovações legislativas promovidas pela ANEEL só incentivaram o consumidor a instalar sistemas próprios de geração de energia utilizando fontes renováveis e, quando possível, fornecer sua energia excedente à rede e utilizar créditos de compensação da fatura em meses subsequentes. Ainda em 2015, por meio da Resolução Normativa nº 687, a ANEEL permitiu a possibilidade de operação isolada [17].

Estamos num cenário cada vez mais favorável à disseminação das MRs. As MRs, via de regra, podem ser divididas em dois estágios de operação: 1) conectadas à rede elétrica, nas quais têm por finalidade fornecer o montante excedente de energia elétrica à rede, 2) isoladas,

nas quais têm o intuito de alimentar cargas isoladas (toda energia deve ser consumida ou armazenada no local da instalação). Fisicamente, um sistema composto pela MR conectada à rede elétrica, usualmente e de maneira simplificada, é composto por conversores CC-CC, CC-CA, um barramento comum, a carga, a rede elétrica (somente no modo conectado) e a fonte de energia.

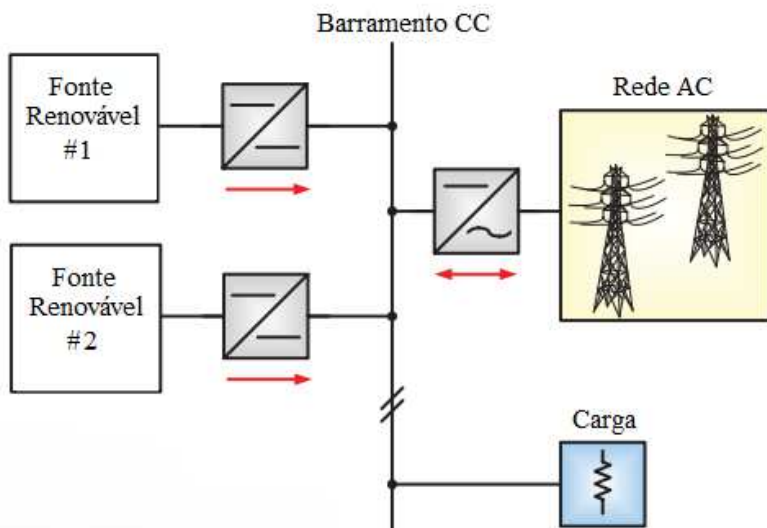


Figura 1.1 – Exemplo de MR. Retirado de [56].

A fonte de energia que se destaca nas MRs é a solar fotovoltaica, que conta com ótimas estimativas de crescimento [18], e por isso foi escolhida como fonte deste trabalho. Este trabalho também se aprofunda no estágio CC da MR: seus conversores CC-CC conectados em paralelo (CCC-CCCP) num barramento. A utilização de diversos conversores conectados dessa maneira é reflexo da necessidade de geração de energia em escalas cada vez maiores. Imagine a seguinte situação: antigamente produzíamos 10 kW de energia, todavia temos que gerar 100 kW. Como aumentamos a potência gerada, teremos que reprojeter nossa estrutura presente no primeiro estágio. Supondo que antes usávamos um único conversor CC-CC para processar toda a energia gerada e que estávamos satisfeitos com o atual projeto, em todos os sentidos, nós poderíamos projetar outro conversor único para cumprir a tarefa, no entanto, teríamos que sofisticar ainda mais nosso projeto, pois o novo conversor sofreria muito mais estresse térmico, por

exemplo, do que o anterior, devido à elevada necessidade de processamento de energia numa escala dez vezes maior. Por mais que nossa sofisticação de projeto (teoria) seja a melhor possível, estamos limitados a características intrínsecas de componentes reais (prática), ou seja, temos que tentar garantir que nossos componentes tenham uma longa vida útil dentro dessas características. De maneira geral, quanto maior o estresse menor a vida útil [19]. A partir dessas considerações fica evidente a necessidade de distribuir quantidades de energia cada vez maiores em diversos módulos de operação (conversores conectados em paralelo). Em MRs fotovoltaicas, a utilização de CCC-CCCP também é utilizada com o intuito de evitar sobreamentos parciais o que, consequentemente, prejudica o MPPT [20]. Outra necessidade de conectar conversores em paralelo ligados a um barramento é a possibilidade de conexão de fontes de energias diferentes numa mesma MR [21].

Podemos dividir, normalmente, o objetivo das estratégias de controle dos conversores em dois diferentes cenários: quando a MR está conectada à rede, o estágio CC tem por objetivo extrair a máxima potência dos arranjos fotovoltaicos; quando está isolada, os conversores devem regular a tensão do barramento. Como essa fonte de geração apresenta um comportamento não linear e intermitente, o compartilhamento de energia tende a ser caótico [22], dificultando a implementação de estratégias de controle básicas. Este trabalho busca estudar essas estratégias e realizar testes de simulação e experimentais de uma delas, para comprovar a teoria com a prática.

A principal motivação para o desenvolvimento deste trabalho está num melhor entendimento, e possível solução, de eventuais problemas que podem ocorrer em MRs supridas por energia fotovoltaica, operando isoladas da rede elétrica. Normalmente, tais problemas estão associados à oscilações consideráveis da tensão de barramento CC que são ocasionados pelas variações na potência gerada, fruto da intermitência intrínseca da fonte geradora [22]. Além disso, o desenvolvimento deste trabalho também tem como motivação a experiência adquirida num projeto prático de engenharia, uma vez que o mesmo está sujeito à adversidades durante sua execução que não aparecem na teoria, como: dificuldade na construção das placas e dos circuitos, problemas no código e nas conexões, condições climáticas não ideais a todo o momento, entre outros.

O objetivo geral deste trabalho consiste em realizar o estudo, o projeto e a implementação de técnicas de controle aplicadas em conversores CC-CC Conectados em Paralelo (CCC-CCCP), necessárias

ao funcionamento de uma MR, composta apenas por módulos fotovoltaicos, operando em modo isolado, com enfoque na regulação da tensão do barramento CC.

O trabalho está organizado para propiciar uma melhor experiência de leitura, e está estruturado da seguinte forma: no Capítulo 2, o sistema completo da MR proposta é apresentado, contendo módulos fotovoltaicos para geração de energia, estágio CC com CCC-CCCP num barramento comum e o estágio CA. Discute-se, brevemente, o comportamento da MR em seus dois modos de operação.

No terceiro capítulo, é apresentada a análise que culminou na decisão de utilizar um conversor *boost* e os motivos pelos quais ele é adequado ao processamento de energia produzido pelo arranjo fotovoltaico. Além da análise, também é apresentado o projeto do referido conversor e suas etapas de operação.

No Capítulo 4, diversas técnicas de controle para CCC-CCCP são estudadas por meio de uma análise em artigos publicados, principalmente, na plataforma IEEE. Primeiramente, técnicas de controle buscando rastrear o ponto de máxima potência são brevemente apresentadas e, posteriormente, estratégias para controlar um barramento CC quando a MR está isolada são expostas. No final do capítulo, as técnicas escolhidas para este trabalho são indicadas.

No quinto capítulo, o sistema composto de três CCC-CCCP é simulado computacionalmente, por meio do *software PSIM®*, e os resultados de oito cenários simulados são exibidos.

No Capítulo 6, resultados experimentais são apresentados e discutidos.

Por fim, no capítulo 7, a conclusão geral deste trabalho é exposta, assim como recomendações e sugestões para futuros trabalhos.

2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO

Quarenta módulos fotovoltaicos KC200GT, da empresa Kyocera, instalados no topo do prédio do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC, foram usados como geradores de energia neste trabalho. Os módulos podem ser acessados por meio de disjuntores, contidos num painel, presente no laboratório de pesquisa do INEP. O Quadro 2.1 apresenta a quantidade de disjuntores presentes no referido painel, assim como a quantidade de módulos fotovoltaicos conectados em série que os mesmos acionam.

Quadro 2.1 – Acesso dos módulos KC200GT por meio de disjuntores contidos num painel no laboratório de pesquisa do INEP

Disjuntor	1	2	3	4	5	6	7
Quantidade de módulos acionados	1	1	2	2	4	15	15

De acordo com o referido painel e suas conexões, optou-se por construir um número de conversores de modo a dividir a quantidade de módulos, e, consequentemente, a potência gerada, da melhor maneira possível. Definiu-se, então, a construção de 3 conversores de maneira que o primeiro processe até 2 kW (ligando 10 módulos em série por meio de conexões diretas nos 5 primeiros disjuntores do painel), enquanto cada um dos outros dois processa 3 kW (15 módulos por intermédio do penúltimo e último disjuntor, cada). Os conversores são ligados em paralelo e conectados num barramento. Além de uma melhor divisão de potência processada por cada conversor, essa configuração apresenta um cenário muito pouco usual na literatura: arranjos fotovoltaicos diferentes conectados na mesma MR. Embora a maior parte das MRs fotovoltaicas sejam compostas de arranjos iguais, é provável, principalmente após a publicação da RN 687, que MRs instaladas em condomínios sejam compostas de arranjos diferentes (imagine que eu gostaria de instalar apenas 10 módulos na minha residência, mas meu vizinho gostaria de instalar 15).

A parte mencionada até o momento pode ser denominada de estágio CC e é o foco deste trabalho. O restante do sistema é definido como estágio CA. A figura 2.1 apresenta o sistema de estudo proposto deste trabalho, onde o arranjo 1 e o arranjo 2 são compostos de 15 módulos KC200GT conectados em série, enquanto o arranjo 3 é composto de 10 módulos conectados em série.

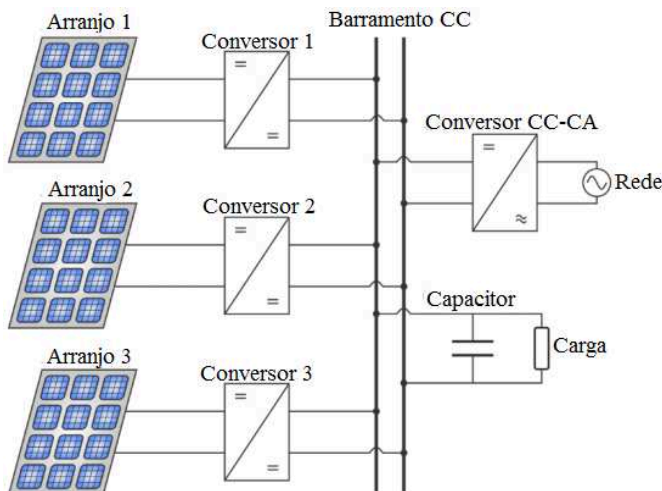


Figura 2.1 – Sistema de estudo proposto. Retirado de [23].

O estágio CA começa a partir de um inversor que tem objetivo de converter uma tensão CC na entrada para uma tensão CA controlada em frequência e amplitude na saída [20] para garantir a conexão com rede elétrica. Utiliza-se um inversor trifásico em ponte completa, ilustrado na Figura 2.2, que é amplamente utilizado em sistemas fotovoltaicos com conexão à rede elétrica [24], [25] e MRs [26].

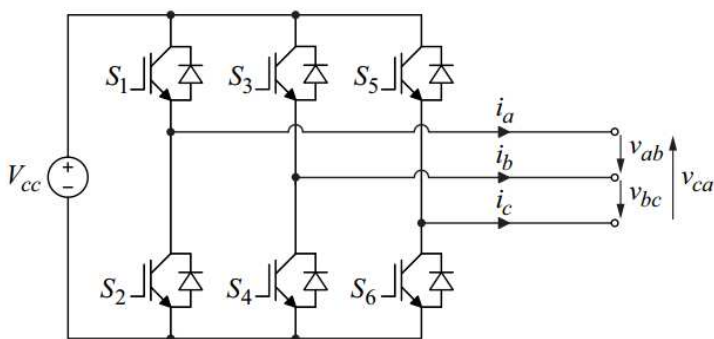


Figura 2.2 – Inversor trifásico em ponte completa. Retirado de [20]

A tensão de saída desse inversor é de dois níveis e, por isso, apresenta uma considerável quantidade de componentes harmônicas, intensificando a importância de um eventual filtro passa-baixa, que serve como interface com a rede elétrica [27]. Esse filtro atenua os

componentes de alta frequência para atender os limites estabelecidos pela RN nº 687 ANEEL [28].

No modo conectado, a potência gerada é processada pelos CCC-CCCP e é convertida em tensão CA pelo inversor, controlada em frequência e amplitude, e essa energia tem o intuito de suprir uma carga [20]. Com a conexão à rede elétrica, caso o arranjo fotovoltaico gere mais potência que a carga pode suprir, o restante é injetado na rede, uma vez que esta pode ser vista como armazenador infinito de energia. A operação da MR no modo isolado é praticamente a mesma, as diferenças aparecem nas estratégias de controle de ambos os estágios, mas sempre com o objetivo final de suprir uma carga, e são discutidas no decorrer do texto.

3 ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR *BOOST*

Como o nome deste capítulo sugere, o conversor escolhido para processar a energia gerada pelos módulos fotovoltaicos foi o clássico *boost* e as razões para tal escolha estão colocadas no decorrer desta seção. A apresentação da análise e projeto do conversor segue a seguinte ordem: definição e obtenção das especificações do arranjo fotovoltaico, cálculo das tensões extremas do arranjo fotovoltaico, faixa de ganho estático, definição, dimensionamento e etapas de operação dos conversores e dimensionamento dos componentes do conversor.

3.1 DEFINIÇÃO E OBTENÇÃO DAS ESPECIFICAÇÕES DO ARRANJO FOTOVOLTAICO

O primeiro passo para projetar um conversor CC-CC, visando sua implementação numa MR, é a obtenção das especificações dos arranjos fotovoltaicos que suprem esses conversores, por meio das informações contidas no *datasheet* do módulo fornecido pelo fabricante. Estas informações são fornecidas sob condições de teste padrão (*Standard Test Conditions – STC*) de irradiância de 1000 W/m², coeficiente de massa de ar de 1,5, temperatura do módulo de 25 °C e são apresentadas no Quadro 3.1.

Quadro 3.1 – Especificações do módulo KC200GT.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Potência Máxima	P_{MPP}^{STC}	200	W
Tensão de máxima potência	V_{MPP}^{STC}	26,3	V
Corrente de máxima potência	I_{MPP}^{STC}	7,61	A
Tensão de circuito aberto	V_{oc}^{STC}	32,9	V
Corrente de curto circuito	I_{sc}^{STC}	8,21	A
Coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito	$\mu_{I_{sc}}$	0,00318	A/°C
Coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto	$\mu_{V_{oc}}$	-0,123	V/°C
Coeficiente de temperatura da tensão de máxima potência	$\mu_{V_{MPP}}$	-0,140	V/°C

Fonte: KC200GT *datasheet*.

Os conversores estarão processando energia de 10 ou 15 módulos, com especificações por módulo citadas anteriormente. Logo,

os valores usados para projetar tais conversores deverão considerar tais magnitudes de módulos conectados em série , ou seja, as tensões aumentam proporcionalmente ao número de módulos conectados em série e as correntes continuam iguais (se a conexão fosse paralela, o contrário aconteceria). Os Quadros 3.2 e 3.3 apresentam os parâmetros para 10 e 15 módulos conectados em série, respectivamente.

Quadro 3.2 – Especificações de 10 módulos KC200GT conectados em série.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Potência Máxima	$P10_{MPP}^{STC}$	2000	W
Tensão de máxima potência	$V10_{MPP}^{STC}$	263	V
Corrente de máxima potência	I_{MPP}^{STC}	7,61	A
Tensão de circuito aberto	$V10_{oc}^{STC}$	329	V
Corrente de curto circuito	I_{sc}^{STC}	8,21	A
Coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito	$\mu_{I_{sc}}$	0,00318	A/°C
Coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto	$\mu 10_{V_{oc}}$	-1,23	V/°C
Coeficiente de temperatura da tensão de máxima potência	$\mu 10_{V_{oc}}$	-1,40	V/°C

Fonte: KC200GT *datasheet*.

Quadro 3.3 – Especificações de 15 módulos KC200GT conectados em série.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Potência Máxima	$P15_{MPP}^{STC}$	3000	W
Tensão de máxima potência	$V15_{MPP}^{STC}$	394.5	V
Corrente de máxima potência	I_{MPP}^{STC}	7,61	A
Tensão de circuito aberto	$V15_{oc}^{STC}$	493.5	V
Corrente de curto circuito	I_{sc}^{STC}	8,21	A
Coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito	$\mu_{I_{sc}}$	0,00318	A/°C
Coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto	$\mu 15_{V_{oc}}$	-1,845	V/°C
Coeficiente de temperatura da tensão de máxima potência	$\mu 15_{V_{mp}}$	-2,10	V/°C

Fonte: KC200GT *datasheet*.

3.2 CÁLCULO DAS TENSÕES EXTREMAS DO ARRANJO FOTOVOLTAICO

Após a definição dos parâmetros dos arranjos fotovoltaicos, o próximo passo consiste em estimar os níveis máximos e mínimos de tensão disponíveis nos terminais de cada arranjo. Com o auxílio dos Quadros 3.2 e 3.3, sabendo que os arranjos sofrem grande variação diretamente influenciada pela temperatura de sua superfície (elevação da temperatura reduz a tensão fotogerada) e considerando uma variação de temperatura entre 10 °C e 75 °C [29] é possível calcular as tensões máxima e mínima, para operação de máxima potência e circuito aberto para ambos os conversores. Os cálculos são apresentados de (3.1) até (3.8). É importante salientar, que as tensões extremas foram definidas nestes pontos de operação para reduzir perdas de processamento de energia nos conversores. Mais detalhes na seção 4.3.2.1 e Figura 4.11.

$$V10_{mpp_{máx}}(T_{mín}) = V10_{MPP}^{STC} + (T_{mín} - T^{STC})\mu10_{Vmp} = 284 \text{ V.} \quad (3.1)$$

$$V10_{mpp_{mín}}(T_{máx}) = V10_{MPP}^{STC} + (T_{máx} - T^{STC})\mu10_{Vmp} = 193 \text{ V.} \quad (3.2)$$

$$V10_{oc_{máx}}(T_{mín}) = V10_{oc}^{STC} + (T_{mín} - T^{STC})\mu10_{Voc} = 347,5 \text{ V.} \quad (3.3)$$

$$V10_{oc_{mín}}(T_{máx}) = V10_{oc}^{STC} + (T_{máx} - T^{STC})\mu10_{Voc} = 267,5 \text{ V.} \quad (3.4)$$

$$V15_{mpp_{máx}}(T_{mín}) = V15_{MPP}^{STC} + (T_{mín} - T^{STC})\mu15_{Vmp} = 426 \text{ V.} \quad (3.5)$$

$$V15_{mpp_{mín}}(T_{máx}) = V15_{MPP}^{STC} + (T_{máx} - T^{STC})\mu15_{Vmp} = 290 \text{ V.} \quad (3.6)$$

$$V15_{oc_{máx}}(T_{mín}) = V15_{oc}^{STC} + (T_{mín} - T^{STC})\mu15_{Voc} = 521,2 \text{ V.} \quad (3.7)$$

$$V15_{oc_{mín}}(T_{máx}) = V15_{oc}^{STC} + (T_{máx} - T^{STC})\mu15_{Voc} = 401,2 \text{ V.} \quad (3.8)$$

De acordo com os cálculos realizados, verifica-se que, para o conversor com o intuito de processar a energia de 10 módulos conectados em série, suas tensões máxima e mínima são, respectivamente, 347,5 V e 193 V. Já para o conversor com o intuito de processar a energia de 15 módulos conectados em série, suas tensões máxima e mínima são, respectivamente, 521,2 V e 290 V.

3.3 FAIXA DE GANHO ESTÁTICO

O ganho estático de um conversor CC-CC relaciona a tensão de saída V_o com a tensão de entrada V_{in} do conversor, conforme (3.9):

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (3.9)$$

Ou seja, é um valor adimensional que indica a variação necessária para levar a tensão de entrada do conversor (arranjo fotovoltaico) ao valor da tensão de saída (tensão do barramento CC). Com os valores obtidos a partir do cálculo das tensões e sabendo a necessidade de uma tensão de barramento de 780 V é possível calcular a faixa de ganho para ambos os conversores. Os cálculos são apresentados de (3.10) até (3.13):

$$G_{10_{\min}} = \frac{V_{cc}}{V_{10_{oc},\max}} = \frac{780}{347,5} = 2,24; \quad (3.10)$$

$$G_{10_{\max}} = \frac{V_{cc}}{V_{10_{mpp},\min}} = \frac{780}{193} = 4,04; \quad (3.11)$$

$$G_{15_{\min}} = \frac{V_{cc}}{V_{15_{oc},\max}} = \frac{780}{521,2} = 1,50; \quad (3.12)$$

$$G_{15_{\max}} = \frac{V_{cc}}{V_{15_{mpp},\min}} = \frac{780}{290} = 2,69. \quad (3.13)$$

3.4 DEFINIÇÃO, DIMENSIONAMENTO E ETAPAS DE OPERAÇÃO DOS CONVERSORES

A análise dos resultados obtidos de (3.10) até (3.13) nos leva a conclusão de que um conversor com característica de elevador de tensão se faz necessário. Na literatura, os conversores CC clássicos capazes de cumprir o requisito de elevar a tensão são os conversores *boost*, *buck-boost*, *cuk*, *sepic* e *zeta* [22].

De acordo com [30], a quantidade de elementos armazenadores de energia num conversor é diretamente proporcional ao desafio requerido para realização de seu controle. Os conversores *boost* e *buck-boost* apresentam menor quantidade de capacitores ou indutores entre os encontrados na literatura, no entanto, o primeiro é o mais simples dentre os conversores clássicos. O conversor *boost* clássico é apresentado na figura 3.1.

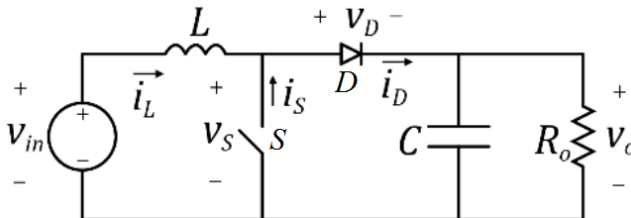


Figura 3.1 – Conversor *boost* clássico.

A seguinte análise das etapas de operação do conversor *boost* considerará o modo de condução contínua e seus componentes como ideais. O conversor apresenta duas etapas de operação: chave semicondutora S fechada e aberta, como ilustram as Figuras 3.2 e 3.3, respectivamente.

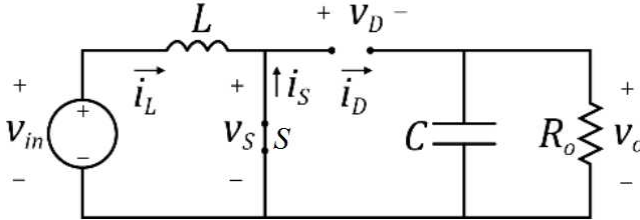


Figura 3.2 – Etapa de operação 1: chave S fechada.

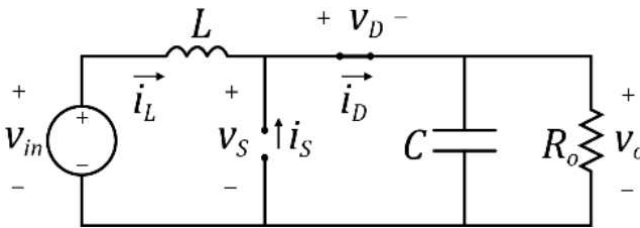


Figura 3.3 – Etapa de operação 2: chave S aberta.

Na primeira etapa de operação, a chave S está conduzindo e o diodo D fica polarizado reversamente. Isso faz com que a tensão do indutor L seja igual à tensão de entrada V_{in} . Quando a chave S não está conduzindo, o diodo fica polarizado diretamente e o capacitor C começa a ser carregado. Como o valor médio da tensão no indutor é nulo, em regime permanente, é possível definir a tensão de saída V_o como:

$$\int_0^{\delta T_s} V_{in} dt + \int_{\delta T_s}^{T_s} (V_{in} - V_o) dt = 0; \quad (3.14)$$

$$V_o = \frac{1}{1-\delta} V_{in}; \quad (3.15)$$

em que T_s é o período de comutação e δ é a razão cíclica, que define a razão de tempo que a chave S está conduzindo ou não. Neste trabalho, o componente escolhido para atuar como a chave S foi um MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e mais detalhes são apresentados na seção 3.5.3.

Com o objetivo de aprimorar o projeto do conversor, elementos parasitas intrínsecos dos componentes (queda de tensão do diodo, resistência de perdas do indutor, resistência de perdas do MOSFET) foram considerados para que o ganho seja mais fielmente descrito, uma vez que este é o critério primário para a escolha de um conversor. O ganho estático real do conversor foi definido de acordo com [31] e é apresentado conforme (3.16).

$$G_{real} = \frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{1}{1-\delta} \right) \left(1 - \frac{(1-\delta)V_D}{V_{in}} \right) \left(\frac{1}{\frac{R_L + \delta R_s + (1-\delta)R_D}{(1-\delta)^2 R_o} + 1} \right) \quad (3.16)$$

Os valores dos elementos parasitas - obtidos por meio de estimativas (resistência de perdas do indutor) ou *datasheets* dos fabricantes (resistência de perdas do MOSFET e queda de tensão do diodo) – e da carga são os mesmos para cada conversor e são apresentados no Quadro 3.4:

Quadro 3.4 – Elementos parasitas do conversor *boost*.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Queda de tensão do diodo	V_D	1.8	V
Resistência de perdas do indutor	R_L	1	mΩ
Resistência de perdas do MOSFET	R_s	364	mΩ
Resistência de perdas do diodo	R_D	0	Ω
Carga	R_o	270	Ω

Com os valores do Quadro 3.4 é possível obter os valores máximo e mínimo de razão cíclica para cada conversor e analisar a sua eficiência nestes limites. A eficiência (razão entre a potência de saída e potência de entrada dos conversores) η também é definida de acordo com [31] e é apresentada em (3.17).

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{V_o}{V_{in}} (1 - \delta) = \frac{1 - \frac{(1-\delta)V_D}{V_{in}}}{\frac{R_L + \delta R_s + (1-\delta)R_D}{(1-\delta)^2 R_o} + 1} \quad (3.17)$$

As Figuras 3.4 e 3.5 ilustram a curva do ganho estático e da eficiência em função de δ , respectivamente. É importante notar que a Figura 3.5 apresenta uma análise referente ao conversor *boost*

tradicional - com uma tensão de entrada fixa – e, por esse motivo, não apresenta o comportamento dos conversores deste trabalho. No entanto, a figura é mantida para tentar ilustrar como as perdas dos componentes dos conversores influenciam em outros parâmetros.

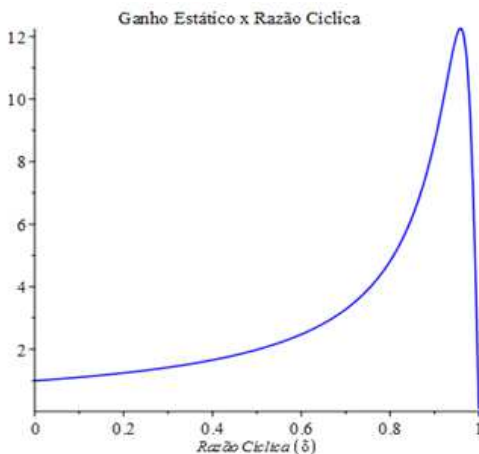


Figura 3.4 – Ganho estático do conversor *boost*, considerando elementos parasitas, em função de δ .

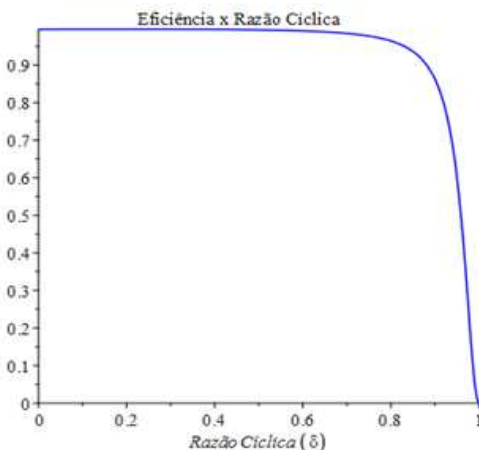


Figura 3.5 – Eficiência do conversor *boost*, considerando elementos parasitas, em função de δ .

O Quadro 3.5 expressa os valores máximo e mínimo de razão cíclica, assim como suas respectivas eficiências, para ambos os

conversores. É importante notar que o único parâmetro que altera o cálculo da δ entre os conversores é a tensão de entrada, uma vez que a tensão de saída é considerada fixa.

Quadro 3.5 – Razões cíclicas e eficiências máxima e mínima dos conversores.

Conversor	Tensão de entrada [V]	Razão cíclica	Eficiência
Conversor conectado a 10 módulos em série	347.5	$\delta 10_{\min} = 0,558$	$\eta 10_{\min} = 0,990$
	193	$\delta 10_{\max} = 0,759$	$\eta 10_{\max} = 0,975$
Conversor conectado a 15 módulos em série	521.2	$\delta 15_{\min} = 0,337$	$\eta 15_{\min} = 0,994$
	289.5	$\delta 15_{\max} = 0,632$	$\eta 15_{\max} = 0,990$

Embora os conversores tenham razões cíclicas máximas relativamente elevadas, a eficiência dos mesmos também é alta. Além de uma possível baixa eficiência, outro problema relacionado a razões cíclicas elevadas se deve ao fato de eventuais instabilidades provocadas pela operação do conversor numa região não linear da curva apresentada na Figura 3.4. À medida que a razão cíclica aumenta, a curva se torna cada vez mais não linear e pequenas variações de razão cíclica provocam grandes diferenças no ganho estático do conversor. Dependendo do microprocessador utilizado, essas variações podem ocasionar flutuações na tensão do barramento CC. O conversor conectado a 15 módulos em série trabalha numa região mais linear que o conversor conectado a 10 módulos e ambos ainda ficam longe das regiões mais não lineares da curva (entre 0,8 e 0,9, por exemplo). Os parâmetros base para o dimensionamento dos conversores *boost* são apresentados, a seguir, nos Quadros 3.6 e 3.7:

Quadro 3.6 – Parâmetros para o dimensionamento do conversor *boost* conectado a 10 módulos em série.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de entrada máxima	$V_{in10_{\max}}$	347.5	V
Tensão de entrada nominal	$V_{in10_{nom}}$	263	V
Corrente de entrada máxima	$I_{in_{\max}}$	8,21	A
Corrente de entrada nominal	$I_{in_{nom}}$	7,61	A
Potência nominal	$P10_{nom}$	2	kW
Tensão de saída	V_o	780	V
Tempo de <i>hold up</i>	t_{hold}	16,67	ms
Ondulação de corrente máxima no indutor	ΔI_L	20%	-
Frequência de comutação	f	50	kHz

Quadro 3.7 – Parâmetros para o dimensionamento do conversor *boost* conectado a 15 módulos em série

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de entrada máxima	$V_{in} I5_{máx}$	521,2	V
Tensão de entrada nominal	$V_{in} I5_{nom}$	394,5	V
Corrente de entrada máxima	$I_{in} máx$	8,21	A
Corrente de entrada nominal	$I_{in} nom$	7,61	A
Potência nominal	$P I5_{nom}$	3	kW
Tensão de saída	V_o	780	V
Tempo de <i>hold up</i>	t_{hold}	16,67	ms
Ondulação de corrente máxima no indutor	ΔI_L	20%	-
Frequência de comutação	f	50	kHz

O conversor foi projetado com base em [32] e as próximas seções apresentam os componentes utilizados nas construções dos conversores.

3.5 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DOS CONVERSORES

Esta seção apresenta os procedimentos para o dimensionado do indutor, capacitor de saída, diodo e interruptor (MOSFET) utilizados nos conversores empregados no sistema proposto.

3.5.1 Indutor

Numa perspectiva de projeto, é interessante expressar L em função de uma ondulação de corrente ΔI_L desejada, conforme (3.17):

$$L = \frac{V_{in} \cdot \delta}{\Delta I_L \cdot f} \quad (3.17)$$

Como o conversor trabalha dentro de uma faixa de tensões de entrada, devemos analisar (3.17) nos limites máximo e mínimo das variáveis. O Quadro 3.8 apresenta os valores de indutância já calculados:

Quadro 3.8 – Indutores máximo e mínimo de projeto dos conversores

Conversor	Indutor	Unidade
Conversor conectado a 10 módulos em série	$L10_{\min} = 1,92$	mH
	$L10_{\max} = 2,50$	mH
Conversor conectado a 15 módulos em série	$L15_{\min} = 2,31$	mH
	$L15_{\max} = 2,40$	mH

Devemos escolher o maior indutor, pois, somente assim, garantiremos as especificações para a faixa total de tensões de entrada. O projeto físico dos indutores foi baseado em [33] e encontra-se no Apêndice A (página 101).

3.5.2 Capacitor

Normalmente, o projeto do capacitor é feito de maneira similar ao indutor, pois é útil expressar C em função da ondulação da tensão de saída, conforme (3.19):

$$C = \frac{\delta}{R\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right)f} \quad (3.19)$$

No entanto, optou-se por usar o critério de *hold-up time* para calcular o valor de C , uma vez que o capacitor de saída dos conversores é o mesmo que o capacitor do barramento CC. *Hold-up time* indica o tempo que a carga pode ser alimentada no modo isolado, por meio da energia armazenada no barramento CC, sem geração de energia fotovoltaica. O circuito equivalente é apresentado na Figura 3.6.

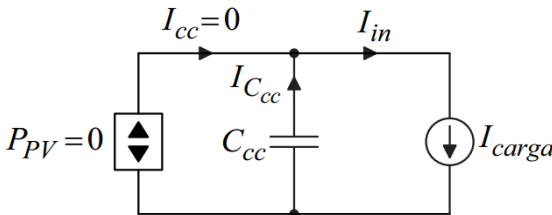


Figura 3.6 – Circuito equivalente para o cálculo do capacitor. Retirado de [12].

Como (3.20) apresenta, a corrente do capacitor é definida em função da capacitância e da derivada da tensão de barramento, mas

também pode ser definida como a razão da potência da carga e da tensão de barramento, como expressa (3.21).

$$I_{in} = C_{cc} \frac{dV_{cc}}{dt} \quad (3.20)$$

$$I_{in} = \frac{P_{carga}}{V_{cc}} \quad (3.21)$$

Igualando (3.20) e (3.21), chega-se na equação (3.22), utilizada para o cálculo do capacitor:

$$C_{cc} = \frac{P_{carga} t_{hold}}{V_{cc} \Delta V_{cc}} \quad (3.22)$$

O tempo t_{hold} é definido como um período de rede (16,67 ms) [20]. A potência da carga é igual a 4 kW, a tensão V_{cc} é o limite mínimo da faixa de regulação pré-estabelecido (760 V) e ΔV_{cc} é a variação da tensão de barramento, neste caso específico, definida como 40 V. Com a substituição dos valores, o capacitor de saída dos conversores tem um valor de projeto mínimo de 2.19 mF. Dentre os capacitores disponíveis, optou-se por um valor de 2.75 mF.

3.5.3 Interruptor

A chave semicondutora S , representada nas Figuras 3.1 e 3.2, representa um interruptor estático. Existem pelo menos três interruptores utilizados em aplicações de eletrônica de potência: 1) Transistor Bipolar de Potência, 2) Transistor MOSFET de Potência e 3) Transistor IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) [34]. Ainda que o primeiro tipo de interruptor apresente baixas perdas em condução, ele foi logo descartado por seus três grandes inconvenientes: alta energia de comando (por ser comandado em corrente), baixa frequência de operação e pequena área de operação segura [34].

A concepção do segundo tipo interruptor teve como principal objetivo suplantiar as deficiências do Transistor Bipolar de Potência. O MOSFET é um componente controlado por tensão, com uma impedância de comando elevada e, por esta razão, apresenta uma baixa energia para o circuito de comando e uma alta velocidade de chaveamento [34]. Embora a faixa de potência do MOSFET não seja muito elevada, esse tipo de interruptor é uma opção interessante para o sistema proposto nesse trabalho.

O terceiro tipo de interruptor une as características positivas dos dois tipos de interruptores já citados e tende a ser o interruptor estático natural para aplicações em altas potências e altas tensões. No entanto, com o intuito de diminuir quaisquer tipos de eventuais ruídos ocasionados por altos valores de indutância, optou-se por utilizar o interruptor com maior capacidade de velocidade de comutação (o valor da indutância é inversamente proporcional a frequência de comutação, conforme (3.17)), ou seja, o MOSFET. Como o IGBT apresenta uma comutação mais lenta (ocasionando mais perdas de comutação), esse tipo de interruptor não é adequado para sistemas que operem com frequências elevadas. O interruptor deve ser escolhido conforme seus esforços de corrente e tensão, apresentados no Quadro 3.9.

Quadro 3.9 – Esforços no interruptor S

Parâmetro	Valor	Unidade
Corrente média	3,0	A
Corrente eficaz	4,3	A
Tensão máxima	800	V

A partir das especificações necessárias e da disponibilidade dos componentes do laboratório, utilizou-se o MOSFET SCT2280KE, fabricado pela Rohm, com capacidade de 1200 V de tensão e 14 A de corrente.

3.5.4 Diodo

Assim como o interruptor, o diodo foi escolhido a partir das especificações de seus esforços de tensão e corrente, apresentados no Quadro 3.10.

Quadro 3.10 – Esforços no diodo D

Parâmetro	Valor	Unidade
Corrente média	4,5	A
Corrente eficaz	6,0	A
Tensão máxima	800	V

Mediante tais esforços, empregou-se o diodo GP2D005A120A, fabricado pela *Global Power*, com capacidade de 1200 V e 17 A de corrente.

3.6 COMENTÁRIOS FINAIS DO CAPÍTULO 3

Este capítulo apresentou o projeto e dimensionamento dos componentes de um conversor *boost* tradicional. Este conversor foi escolhido pois satisfaz os limites de ganho calculados e apresenta um projeto mais simples que outros conversores estáticos encontrados na literatura. As placas dos conversores foram projetados com auxílio do *software Altium®* (mais detalhe no Apêndice B, Figura B.1, página 105). Como será visto mais adiante, os conversores cumpriram o papel para o qual foram projetados: processar energia de uma MR fotovoltaica e controlar um barramento CC.

4 DISCUSSÃO E APRESENTAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

De maneira geral, as estratégias de controle para conversores conectados em paralelo devem cumprir duas funções principais numa MR fotovoltaica: garantir a operação dos arranjos fotovoltaicos no ponto de máxima potência e a regulação do barramento CC, nos modos conectado e isolado, respectivamente. Em outras aplicações, o compartilhamento igualitário de corrente é a principal função a ser desempenhada pelas técnicas de controle e, por consequência disso, diversas metodologias de compartilhamento são encontradas na literatura. Em algumas aplicações avançadas, o compartilhamento igualitário de corrente também é uma função principal a ser cumprida, aumentando o número de funções principais para três. Técnicas de quando a MR está conectada serão discutidas num primeiro momento e, posteriormente, técnicas no modo isolado. No final do capítulo os métodos escolhidos (e as razões para isso) para o sistema proposto deste trabalho são apresentados e discutidos.

4.1 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE NO MODO CONECTADO

Na situação que a MR encontra-se conectada à rede, existe a possibilidade de utilização da rede como fonte de geração ou elemento de armazenamento infinito de energia [20]. Isso faz com que, independentemente da potência extraída dos módulos fotovoltaicos, não haja alteração na tensão do barramento CC. Com isso em mente, fica claro que devemos extrair o máximo de potência possível dos módulos fotovoltaicos, independentemente das condições climáticas do momento. Conversores que são controlados para operar como rastreadores do ponto de máxima potência (MPPT – *Maximum Point Power Tracker*) foram amplamente estudados na literatura científica e algumas das estratégias mais comuns são apresentadas, brevemente, a seguir.

4.1.1 MPPT baseado na corrente de curto circuito ou tensão de circuito aberto

Assume-se que o módulo fotovoltaico operará no ponto de máxima potência se sua corrente de saída estiver entre 70% e 92% da corrente de curto circuito (I_{sc}) ou se sua tensão de saída estiver entre 70% e 90% da tensão de circuito aberto (V_{oc}) [22]. Se medirmos essas

grandezas, periodicamente, e multiplicarmos-as por constantes, é possível determinar as referências de corrente ou de tensão que levarão a operação no ponto de máxima potência, por intermédio do ajuste das razões cíclicas dos conversores. As vantagens dessas técnicas são a facilidade na programação, baixa capacidade de processamento e o emprego de apenas um sensor. Como desvantagem é possível citar a baixa eficiência de rastreamento devido a utilização de valores fixos das constantes [35], [36].

4.1.2 Perturba e Observa (P&O)

A técnica Perturba e Observa (P&O) é uma das mais utilizadas atualmente [37], devido ao seu erro de rastreamento pouco elevado e a independência das características de catálogo do módulo fotovoltaico. Ela é baseada no cálculo de potência gerada pelo módulo por meio de sua tensão e corrente de saída. Percebe-se então, que o emprego de dois sensores é imprescindível, o que pode ser considerado uma desvantagem (custo e complexidade elevados). Normalmente, o algoritmo empregado faz duas medições sucessivas e determina a variação da potência gerada para aumentar ou diminuir a razão cíclica, conforme necessário, dos conversores [37]. Há uma perturbação da razão cíclica e observação do comportamento da potência gerada pelo módulo fotovoltaico.

4.1.3 Condutância Incremental (CI)

Essa técnica parte do fato de que a inclinação da potência do módulo fotovoltaico é nula no ponto de máxima potência ($dP_{pv}/dV_{pv} = 0$), positiva na esquerda e negativa na direita [38], como pode ser visto na Figura 4.1.

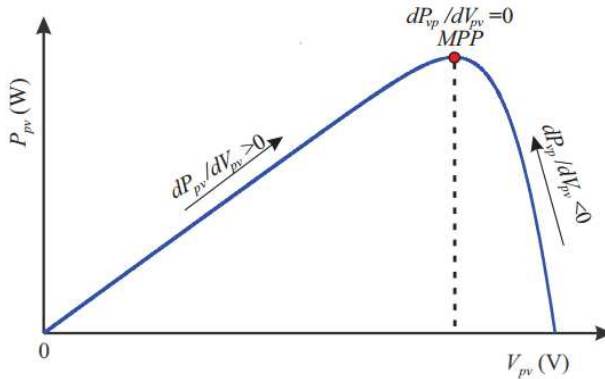


Figura 4.1 – Curva P-V com indicação do comportamento da taxa dP_{pv}/dV_{pv} . Retirado de [22].

Assim, devido à condição de inclinação nula, o ponto de máxima potência pode ser encontrado em termos do incremento na condutância (I_{pv}/V_{pv}). Se $dP_{pv}/dV_{pv} > 0$, o módulo encontra-se no lado esquerdo da curva e torna-se necessário elevar a tensão para que o ponto de operação convirja para o ponto de máxima potência. Já quando $dP_{pv}/dV_{pv} < 0$, o módulo está operando no lado direito da curva e deve-se reduzir a tensão para que ele opere no ponto de máxima potência. Este método precisa monitorar tanto a tensão quanto a corrente do módulo fotovoltaico, todavia não é necessário calcular sua potência [38]. Uma contribuição na implementação desse método pode ser feita adicionando um controlador PI simples para minimizar o erro entre a condutância real e a condutância incremental, porque o compensador pode ser ajustado e atualizado de acordo com a necessidade do sistema [38].

4.1.4 MPPT pela medição indireta da temperatura de superfície

Visando reduzir a complexidade e o custo de implementação dessas técnicas, alguns autores propuseram formas alternativas de rastreamento. Os autores de [39],[40] propuseram uma alternativa, em que a tensão do módulo fotovoltaico é mensurada indiretamente por meio de sua temperatura de superfície. Esta ideia aproveita a característica de proporcionalidade entre a tensão gerada pelo módulo fotovoltaico e a temperatura, possibilitando a determinação da tensão de máxima potência por meio, apenas, da medição da temperatura e das informações contidas no catálogo do fabricante do módulo fotovoltaico.

A medição da temperatura pode ser difícil, caso os conversores CC-CC estejam longe dos módulos fotovoltaicos, uma vez que seriam necessários cabos de conexão muito extensos [20]. Outro problema pode ocorrer caso o arranjo fotovoltaico seja formado por muitos módulos, pois a distribuição não uniforme da temperatura na superfície pode inferir uma estimativa incorreta da tensão. Uma ideia para evitar a medição direta da temperatura é a de deduzi-la através do valor da tensão de circuito aberto. Observando a equação (4.1), percebe-se que a tensão de circuito aberto V_{oc} depende dos dados de catálogo e da temperatura superficial do módulo:

$$V_{oc} = V_{oc}^{STC} + (T - T^{STC})\mu_{V_{oc}} \quad (4.1)$$

Com apenas algumas manipulações algébricas, é possível isolar a temperatura e, com a informação da tensão de circuito aberto, calcular seu valor por meio da equação (4.2):

$$T(V_{oc}) = \frac{V_{oc}(T) - V_{oc}^{STC}}{\mu_{V_{oc}}} + T^{STC} \quad (4.2)$$

Com o valor da temperatura calculado, basta utilizar as informações do catálogo do fabricante para determinar a tensão de máxima potência conforme (4.3):

$$V_{mpp}(T) = V_{MPP}^{STC} + (T(V_{oc}) - T^{STC})\mu_{V_{mp}} \quad (4.3)$$

4.2 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE NO MODO ISOLADO

Quando os conversores CC-CC estão isolados, a estratégia de controle deixa de ser em busca do ponto de máxima potência e passa para a regulação do barramento CC-CC. Isso acontece, pois, por norma, os inversores devem ser desconectados da rede [20] e, obviamente, deixam de controlar o referido barramento. Essa função passa a ser de responsabilidade do estágio CC, ou seja, os conversores CC-CC deverão controlar a quantidade de potência gerada pelos arranjos fotovoltaicos para que a tensão do barramento seja regulada. Existem alguns métodos de controle na literatura para que tal objetivo seja alcançado e eles podem ser divididos em dois grupos: estratégias com comunicação entre os conversores em paralelo e estratégias sem comunicação entre os conversores em paralelo.

4.2.1 Estratégias de controle com comunicação

As estratégias de controle com comunicação apresentam ótimo compartilhamento de corrente e regulação da tensão de barramento, no entanto apresentam baixa redundância devido a necessidade de troca de informações entre os conversores conectados em paralelo, além de certa complexidade de implementação.

4.2.1.1 Controle Mestre-Escravo

Este método hierarquiza os conversores em busca de um compartilhamento igualitário da corrente de carga entre eles. Para garantir a distribuição uniforme dos estresses (térmicos, por exemplo) e prevenir que um ou mais módulos opere em um modo de limitação de corrente, a corrente de carga deve ser dividida igualmente entre todos os conversores [41], [42]. Embora essas estratégias tenham boa qualidade de compartilhamento de carga e regulação de tensão, uma desvantagem é que a comunicação por meio de uma alta largura de banda no *loop* de tensão é distribuída através de todo o sistema e pode causar grande captação de ruído [43]. Podemos dividir essa estratégia em três categorias: Controle Mestre-Escravo (CME) básico (ou dedicado), CME rotatório e CME automático.

4.2.1.1.1 Controle Mestre-Escravo básico

O CME básico dedica um módulo (mestre) cuja corrente de saída se torna a referência para os *loops* de compartilhamento de corrente dos módulos restantes (escravos). O conversor mestre também é o responsável por controlar a tensão do barramento CC. O CME com um mestre dedicado garante o compartilhamento ideal da corrente de carga mesmo se os conversores em paralelo ou as fontes geradoras não forem idênticas, mas não garante a redundância e a confiabilidade, pois, se o mestre falhar, todo o sistema será desligado [43]. Outro problema desse método deve-se ao fato de o mestre não possuir *loop* de controle de corrente próprio, o que faz com que exista um alto *overshoot* da corrente de saída durante seu regime transitório [44]. A Figura 4.2 mostra um diagrama de blocos do CME para n conversores conectados em paralelo.

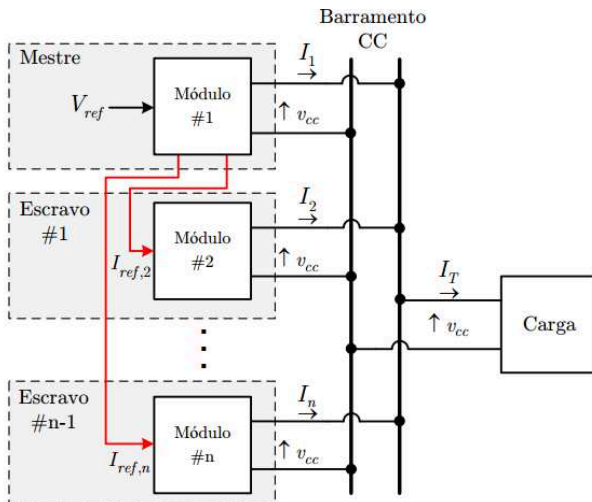


Figura 4.2 – Diagrama de blocos - CME básico. Retirado de [45].

4.2.1.1.2 Controle Mestre-Escravo rotatório

Em [46] é apresentado um esquema onde o mestre é “rotacionado” entre os diversos conversores do sistema. O autor introduz duas chaves no circuito tradicional de CME (além de outros componentes) que trabalham em oposição e trocam de posição frequentemente (em alguns pulsos de *clock* do sistema), fazendo com que os sinais de controle também sejam alterados e, consequentemente, modificando a seleção do conversor mestre. A Figura 4.3 ilustra o esquemático do circuito proposto.

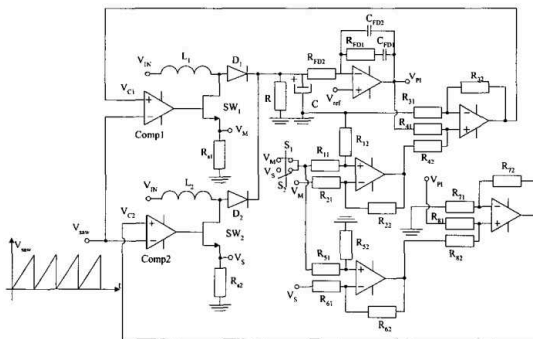


Figura 4.3 – Esquemático proposto do CME rotatório. Retirado de

4.2.1.2 Controle de compartilhamento de corrente de carga por meio de um único canal de comunicação

Nessa técnica, cada conversor contém um sensor de corrente e um circuito de controle para transmitir informações de suas respectivas correntes de saída para os outros conversores do sistema, por meio de um único canal de comunicação [49]. O circuito de controle ajusta a corrente de saída de cada conversor de forma que ela seja igual às demais, o que faz com que a corrente de carga seja dividida igualmente. Se um ou mais conversores falharem, não haverá problemas no fornecimento da tensão de saída, pois os conversores restantes suprirão o restante da carga necessária após a falha. Quando projetamos conversores em paralelo, de maneira a garantir o compartilhamento igual de carga, cada conversor opera, intrinsecamente ao projeto, com uma capacidade de carga reduzida [49]. A Figura 3.5 apresenta o diagrama dessa técnica.

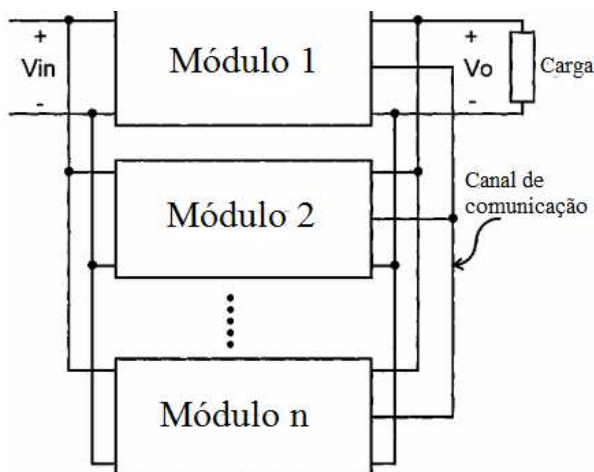


Figura 4.5 – Diagrama de conexão para compartilhamento de corrente de carga por meio de um único canal de comunicação. Retirado de [50].

O circuito de controle apresentado em [49], que é o mais comum dessa técnica, foi patenteado, alegando ter um custo muito baixo, pouca complexidade, melhores características de estabilidade e pouco ou nenhum ruído no canal de comunicação (sem a necessidade da introdução de qualquer tipo de filtro). No entanto, em [51], os autores afirmam que a técnica patenteada não apresenta técnicas satisfatórias de

estabilidade nem de redução de ruído, uma vez que o circuito proposto precisa de considerações muito cuidadosas de layout e aterramento. Para que a técnica seja mais estável, robusta e até mais barata, os autores substituem o amplificador operacional para gerar o sinal de erro de corrente por um comparador seguido de um filtro passa-baixa.

4.2.1.2 Controle de compartilhamento de corrente de carga por meio de um controlador externo

Outra técnica presente na literatura é a utilização de um controlador externo para realizar o compartilhamento de carga. Isso é alcançado com a comparação de todos os sinais de corrente de carga dos conversores individuais e do ajuste dos correspondentes sinais de *feedback* para que o balanceamento seja efetivo. O sistema tem uma performance de qualidade, todavia requer um controlador adicional (maior custo e complexidade), múltiplas conexões entre o controlador externo e cada conversor em paralelo [52]. Outra desvantagem é que o controlador externo deve ser construído para acomodar um determinado número de unidades em paralelo, caso unidades adicionais tenham que ser posteriormente integradas ao sistema, o controlador terá que ser totalmente substituído [49]. Como vantagem, o sistema possibilita redução nas ondulações da corrente de saída (*ripple*) [47]. A Figura 4.3 apresenta um diagrama de blocos dessa estratégia.

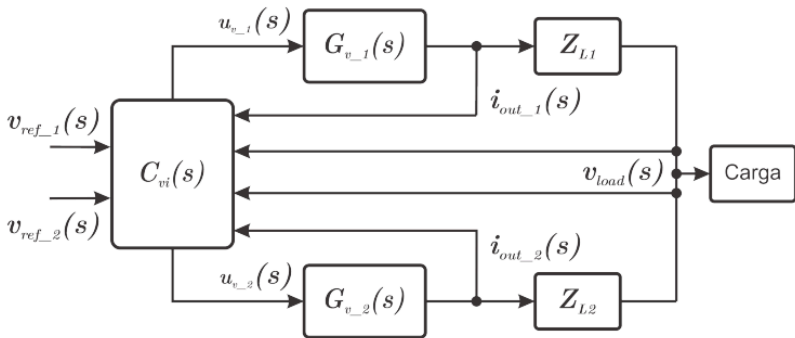


Figura 4.6 – Controle de compartilhamento de corrente de carga com controlador externo com dois conversores em paralelo. Retirado de [47].

4.2.2 Estratégias de controle sem comunicação

Além da vantagem da ausência de interconexão entre os conversores em paralelo (o que implica numa redundância verdadeira), essas estratégias são, geralmente, mais simples que as estratégias com conexão. Embora essas estratégias não sejam comumente vistas, na literatura, em aplicações mais complexas, em alguns casos elas satisfazem completamente os requisitos de projeto e podem ser usadas para o funcionamento adequado de conversores conectados em paralelo [53].

4.2.2.1 Controle por curvas de decaimento (*droop*)

A técnica de controle por curva de decaimento, mais conhecida na literatura como técnica de controle *droop*, é baseada nas pequenas diferenças entre as características dos conversores conectados em paralelo. Essas diferenças aparecem, normalmente, devido a uma diferença no *set-point* da tensão de saída dos conversores individuais [54] ou até pelas diferenças resistivas dos cabos que conectam os conversores ao barramento CC [55]. Métodos *droop* podem ser definidos como aqueles em que a tensão de saída decai à medida que a corrente de carga é aumentada [53],[56], ou seja, o controle *droop* emula o comportamento de uma impedância. A Figura 4.8 mostra as diferentes curvas dos conversores e a relação com o ganho aplicado no controle. É importante notar que, embora as tensões de *set-point* sejam diferentes, suas inclinações são idênticas, pelo fato de os conversores conectados em paralelo e suas respectivas conexões também serem idênticos.

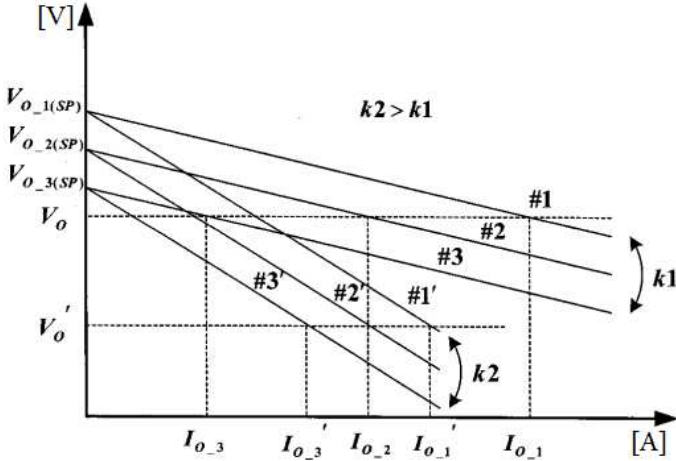


Figura 4.7 – Características *droop* com diferentes ganhos. Retirado de [56].

Em sistemas CC, a inclinação entre tensão e corrente é a mais usada e pode ser definida de acordo com (4.4),

$$V_o = V_{o,n(s-p)} - K_n I_{o,n} \quad (4.4)$$

em que K_n , $I_{o,n}$, $V_{o,n(s-p)}$, são o ganho de *droop* do conversor n , a corrente de saída do conversor n e a tensão de *set-point* do conversor n , respectivamente. No método tradicional $V_{o,n(s-p)} = V_{ref}$, onde V_{ref} é a tensão de referência do barramento CC. De maneira geral, a regulação de tensão requer um ganho baixo, enquanto o compartilhamento de corrente requer um alto ganho [45]. Ou seja, há um *trade-off* intrínseco no método *droop* entre o compartilhamento de corrente e a regulação da tensão de saída [53],[54], [56].

A maneira mais fácil de implementar essa estratégia é por meio da escolha de conversores que já tenham um recurso *droop*. O conversor *boost* operando em modo descontinuo é um exemplo de módulo com capacidade inerente de compartilhamento de carga [57]. O segundo método *droop* mais simples conhecido é realizado por meio do acréscimo de uma resistência em série com os conversores em paralelo para criar a inclinação desejada por intermédio da variação do ganho de *droop*. A grande desvantagem desse método é sua baixa eficiência devido à dissipação de potência no elemento resistivo acrescentado [57].

Outro método, ilustrado pela Figura 4.8, é multiplicar a corrente de saída dos conversores com o ganho *droop* e comparar este valor com a tensão de referência. O resultado dessa comparação é o sinal de controle usado para alterar a razão cíclica dos conversores, e, assim, é possível obter a curva desejada sem perder eficiência devido às perdas no resistor adicional [53].

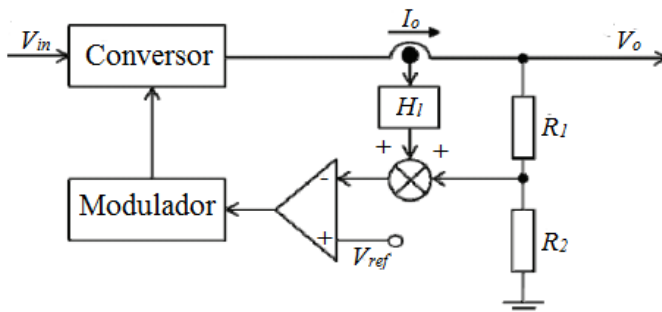


Figura 4.8 – Diagrama de controle *droop* via *feedback* da corrente de saída. Retirado de [53].

Também há um método onde o sinal da tensão de saída é comparado com um sinal de referência, o que caracteriza um método de *feedback* de tensão. O resultado dessa comparação é um sinal de erro da tensão, que pode ser amplificado por um amplificador operacional. Com esse sinal de erro é possível deduzir uma tensão proporcional à corrente de saída, que é detectado por um sensor de corrente. O sinal resultante de todo esse processo é usado para controlar o conversor [53].

4.2.2.2 Controle por curvas de decaimento adaptativo (*droop* adaptativo)

Uma outra classe de métodos *droop* pode ser denominada como *droop* adaptativo e, como o nome sugere, adapta algum parâmetro que compõe o controle *droop*. Em [55], a tensão de *set-point* de cada conversor é atualizada de forma adaptativa por meio de um algoritmo que detecta a tensão e corrente de cada unidade. Se a diferença entre a tensão de saída e a referência for maior que um valor predeterminado o algoritmo detecta um novo valor de corrente (se a tensão caiu, a corrente vai aumentar) e altera a equação (4.4) para (4.5):

$$V_{o,n(s-p)} = V_{ref} - K_n I_{o,n} \quad (4.5)$$

No decorrer de [55] os autores demonstram que seguindo a atualização projetada da tensão de *set-point* das unidades conforme o algoritmo, a tensão do barramento irá convergir para V_{ref} .

Uma técnica adaptativa também é sugerida em [58]. Os autores medem e guardam a informação da corrente de pico de cada módulo (I_{npk}). O valor da corrente de pico é então comparado com o valor da corrente de *set-point* (I_{ns-p}). Se $I_{npk} < I_{ns-p}$, o sistema segue a equação (4.4); mas, se $I_{npk} > I_{ns-p}$, o sistema segue a equação (4.6). O ganho K_m deve ser projetado para que seja maior que K_n , pois assim o erro do compartilhamento de corrente é reduzido.

$$V_o = V_{o_n(s-p)} - K_n I_{o_n} - K_m (I_{npk} - I_{ns-p}) \quad (4.6)$$

Como a informação da corrente de pico de cada módulo é guardada, a tensão de saída segue a equação (4.6) depois de $I_{npk} > I_{ns-p}$, mesmo se $I_n < I_{ns-p}$.

4.2.3 Estratégias de controle híbridas (hierárquicas)

Estratégias de controle híbridas (ou hierárquicas) são definidas por implementarem mais de um estágio de controle e envolverem técnicas com e sem conexão. Técnicas híbridas foram desenvolvidas, normalmente, com o intuito de estabilizar o *trade-off* intrínseco do *droop*, citado anteriormente. Geralmente, o primeiro estágio de controle é alguma técnica *droop* que não se preocupa com os problemas do *trade-off*, ou seja, é uma técnica *droop* que tem o intuito de garantir a eficiência da regulação do barramento ou do compartilhamento de corrente. O segundo estágio, no entanto, é alguma estratégia que envolva troca de informações entre os controladores. Com isso, as estratégias híbridas cumprem os requisitos de regulação da tensão de barramento e compartilhamento de controle com um alto grau de redundância, pois se a comunicação do segundo estágio falhar, o controle *droop* ainda garantirá a eficiência do aspecto principal do sistema. Nessa técnica, os níveis de controle devem apresentar certa independência, de forma que os níveis superiores não impactem na estabilidade dos níveis inferiores [53].

Em [59], os autores sugerem uma estratégia onde a distribuição da carga é alcançada satisfatoriamente por meio do método *droop* tradicional. Enquanto isso, um esquema híbrido de controle com

controladores PI de tensão e corrente médias é empregado em cada conversor para melhorar, simultaneamente, a precisão do compartilhamento de corrente e a regulação do barramento CC. No entanto, essa proposta usa um sistema de comunicação LBC (comunicação de baixa largura de banda - *Low-Bandwidth Communication*) apenas no intercâmbio de informação de corrente e tensão, e todos os cálculos e controladores são realizados localmente, o que não garante uma redundância verdadeira e aumenta a complexidade do sistema. Os autores de [60] adicionam mais um controlador PI para ajustar a inclinação das curvas *droop* e tornar o compartilhamento de corrente ainda mais preciso.

Os autores de [61] argumentam que com o aparecimento de novos códigos de rede será necessário definir algum padrão de controle para MRs. Eles fazem, então, uma abordagem geral com o intuito de alcançar uma padronização. Os autores sugerem que o controle das MRs deve ter três estágios: o controle primário deve ser um *droop* para compartilhamento de corrente, o controle secundário deve resolver o problema de desvio de tensão no barramento por intermédio de um controle com comunicação LBC e o controle terciário tem o objetivo de controlar o fluxo de potência através de uma mudança de tensão dentro da MR.

4.3 DEFINIÇÃO DAS ESTRATÉGIAS UTILIZADAS

As estratégias de controle foram definidas com o intuito de regular a tensão do barramento comum aos CCC-CCCP e garantir um bom compartilhamento de potências utilizando um controle simples, com alta modularidade, robustez e redundância.

4.3.1 Definição da estratégia no modo conectado

Pensando em dispensar o sensor de corrente, optou-se por utilizar a estratégia 4.1.4. Como já mencionado anteriormente, o foco deste trabalho é na estratégia e operação no modo isolado, por isso as discussões das seções em que a MR está conectada são resumidas ou omitidas.

4.3.2 Definição da estratégia no modo isolado

Essa seção apresenta a teoria de duas técnicas aplicadas neste trabalho. A primeira técnica apresentou boa regulação da tensão de barramento e mau compartilhamento de potência, enquanto a segunda melhorou o compartilhamento mantendo o bom comportamento da primeira.

4.3.2.1 Técnica 1

Quando a MR proposta está desconectada da rede elétrica optou-se por controlar a tensão de barramento CC por meio do método *droop* com base na curva de inclinação da tensão V_{cc} em função da razão cíclica. A ideia desta estratégia é controlar a potência gerada pelos módulos fotovoltaicos por intermédio da variação da razão cíclica dos conversores conectados em paralelo.

A simplificação do estágio CC, ilustrado na Figura 4.10, ajuda a demonstrar como a variação do balanço de potência causa uma variação no barramento CC. A equação (4.7), apresenta o balanço de potências do estágio CC simplificado.

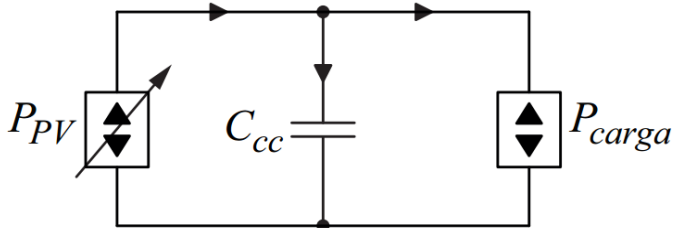


Figura 4.9 – Circuito equivalente do barramento CC. Retirado de [20].

$$P_{cc} = P_{pv} - P_{carga}, \quad (4.7)$$

em que P_{cc} é a potência do capacitor de barramento, P_{pv} é a potência dos módulos fotovoltaicos e P_{carga} é a potência da carga. A potência fornecida ao capacitor do barramento gera um aumento de energia nesse elemento (E_{cc}), conforme (4.8) e (4.9).

$$E_{cc} = \int P_{cc} dt; \quad (4.8)$$

$$E_{cc} = \frac{1}{2} C_{cc} V_{cc}^2 \quad (4.9)$$

Com simples manipulações algébricas é possível chegar em (4.10), que demonstra a dependência direta da potência gerada pelos arranjos (P_{cc}) e a tensão de barramento CC, onde V_{cc2} indica a tensão final após a potência fluir no capacitor C_{cc} durante o tempo T . V_{cc1} representa o valor inicial da tensão no capacitor.

$$P_{cc} = \frac{\Delta E_{cc}}{\Delta t} = \frac{1}{2T} C_{cc} (V_{cc1}^2 - V_{cc2}^2) \quad (4.10)$$

Se isolarmos V_{cc2} em (4.10), chegamos em (4.11) e podemos observar como o incremento ou decremento da potência P_{cc} afeta a tensão de barramento CC.

$$V_{cc2} = \sqrt{V_{cc1}^2 + \frac{2P_{cc}T}{C_{cc}}} \quad (4.11)$$

A variação da potência gerada pelo arranjo fotovoltaico acontece devido à intermitência intrínseca desse tipo de geração de energia, ou seja, a variação da potência gerada é algo praticamente garantido e cabe à estratégia de controle garantir o funcionamento adequado do sistema. Se analisarmos a Figura 4.10, podemos ver a relação entre a potência e a tensão do arranjo fotovoltaico e, também, entre a razão cíclica no ponto de operação dos módulos.

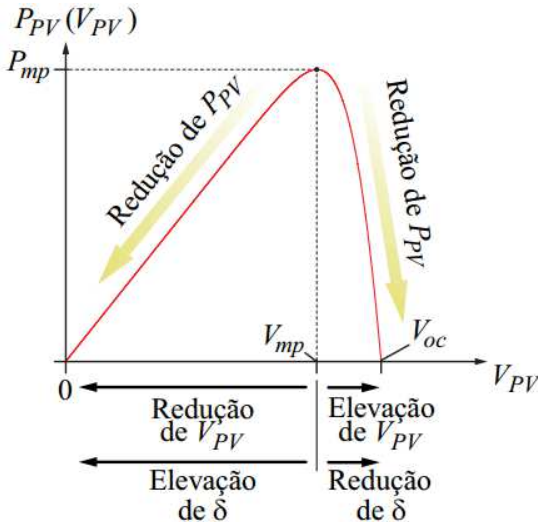


Figura 4.10 – Curva de P_{pv} , V_{pv} e δ . Retirado de [20].

Todos os pontos da curva podem ser alcançados com uma variação da razão cíclica. O aumento de δ implica uma redução da tensão do módulo e a necessidade de um maior ganho, por parte do conversor, para estabilizar a tensão do barramento. Com a elevação dos ganhos, as perdas aumentam e isso faz com que a operação em tensões inferiores à de máxima potência seja evitada. A região de operação desejada foi destacada na figura 4.11. Basicamente, a potência gerada é decrementada quando a tensão do barramento se eleva e incrementada em caso contrário.

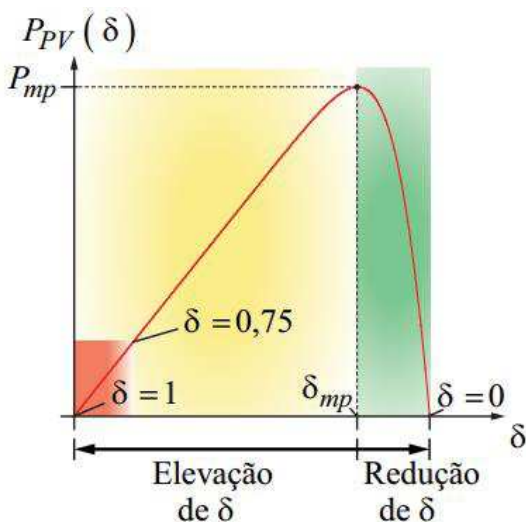


Figura 4.11 – Curva de P_{pv} , V_{pv} e δ com região de operação destacada. Retirado de [20].

Para relacionar a tensão do barramento com a razão cíclica, recorre-se a Figura 4.12, a partir da qual (4.12) foi deduzida com o auxílio da equação geral da reta. Nessa configuração, temos uma inclinação entre δ_{mp} e zero para $V_{ccmín} - V_{ccmáx}$.

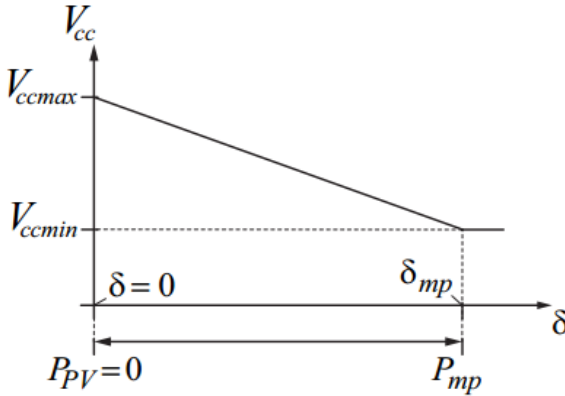


Figura 4.12 – Curva de V_{cc} e δ – Técnica 1. Retirado de [20].

$$\delta(\delta_{mp}, V_{cc}) = \delta_{mp} \frac{V_{ccmax} - V_{cc}(t)}{V_{ccmax} - V_{ccmin}} \quad (4.12)$$

V_{ccmax} e V_{ccmin} indicam os limites para uma variação entre $\delta = 0$ e δ_{mp} , respectivamente. O limite máximo definido para este projeto foi de 780 V e o mínimo foi de 760 V, enquanto que V_{ccsub} foi definido como 720 V. Na técnica proposta, o sistema pode estar em quatro regiões distintas:

- 1) $V_{cc}(t) < V_{ccsub}$;
- 2) $V_{ccsub} < V_{cc}(t) < V_{ccmin}$;
- 3) $V_{ccmin} < V_{cc}(t) < V_{ccmax}$;
- 4) $V_{cc}(t) > V_{ccmax}$.

Se a tensão estiver na primeira região, deve-se proteger o sistema contra subtensões e isso é feito mediante a imposição de uma razão cíclica nula, levando o arranjo fotovoltaico quase que instantaneamente a circuito aberto. Na segunda região, uma imposição de razão cíclica de máxima potência fará com que a tensão comece a subir até encontrar-se na segunda região. Nessa região, usa-se a equação (4.12) para regular a tensão de barramento dentro dos limites de V_{ccmax} e V_{ccmin} . A equação (4.13) apresenta esses valores substituídos na equação (4.12) e representa a equação usada no código de controle dessa técnica, para controlar a tensão de barramento.

$$\delta(\delta_{mp}, V_{cc}) = \frac{\delta_{mp}}{20} (780 - V_{cc}(t)) \quad (4.13)$$

Na quarta e última região de operação, a tensão encontra-se num valor superior a $V_{ccm\acute{a}x}$ e a razão cíclica imposta tem valor nulo. A ideia é que, com a imposição desse valor de razão cíclica, a tensão decaia até voltar a região 2 e torne a ser controlada pelo método mencionado anteriormente.

A Figura 4.13 ilustra o fluxograma completo do controle da Técnica 1, dos conversores conectados em paralelo quando a MR está isolada. A imposição da razão cíclica nula só acontece a cada dez minutos, pois, em condições normais, não há uma variação abrupta de temperatura (condição climática que influencia diretamente a tensão do módulo fotovoltaico). Basicamente, se a tensão estiver num valor abaixo de um limite preestabelecido de subtensão, o controle fará com que o sistema tenha uma razão cíclica nula, para protegê-lo contra subtensões. Quando a tensão estiver inferior ao limite mínimo de regulação do barramento o controle impõe uma razão cíclica de máxima potência, a ideia é fazer com que a tensão volte aos limites preestabelecidos. Quando a tensão está dentro da faixa de regulação, o sistema segue a equação (4.13) para manter a tensão regulada. Caso a tensão ultrapasse o valor máximo, o controle força uma razão cíclica nula para que o sistema volte a operar dentro dos limites preestabelecidos.

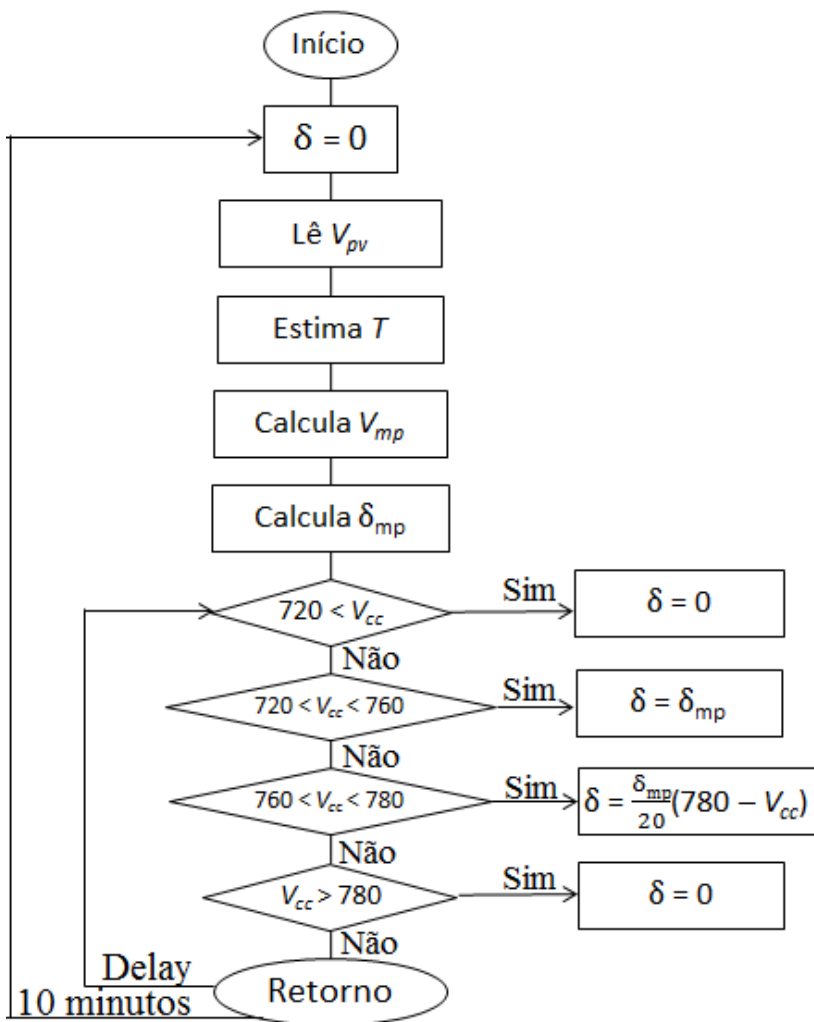


Figura 4.13 – Fluxograma de controle– Técnica 1.

4.3.2.2 Técnica 2

Como os Capítulos 5 e 6 apresentam, a Técnica 1 não apresentou compartilhamento de potências adequado. Com o intuito de melhorar o compartilhamento de potência a inclinação entre $V_{cc\min}$ - $V_{cc\max}$ foi alterada para δ_{mp} e δ_{oc} (razão cíclica de circuito aberto), quando o sistema encontra-se dentro da faixa de tensão de regulação. O

compartilhamento da Técnica 1 não foi satisfatório, pois, com o valor da carga utilizada, a tensão do barramento ficava num nível onde a razão imposta no conversor conectado a 10 módulos ficava entre um valor nulo e δ_{oc} . Quando o sistema está levemente acima da tensão de $V_{ccm\acute{a}x}$, uma inclinação entre δ_{oc} e uma razão cíclica nula é imposta, com o objetivo de diminuir mudanças abruptas no valor de δ . Com essas mudanças, a tensão do barramento pode estar em cinco regiões distintas:

- 1) $V_{cc}(t) < V_{ccsub}$;
- 2) $V_{ccsub} < V_{cc}(t) < V_{ccm\acute{i}n}$;
- 3) $V_{ccm\acute{i}n} < V_{cc}(t) < V_{ccm\acute{a}x}$;
- 4) $V_{ccm\acute{a}x} < V_{cc}(t) < V_{cclim}$;
- 5) $V_{cc}(t) > V_{cclim}$.

As duas primeiras regiões têm o controle idêntico a técnica anterior e a última região dessa técnica só se diferencia no valor da tensão ($V_{cclim} = 790$ V). Na terceira região, o sistema segue (4.14), deduzida a partir da Figura 4.14.

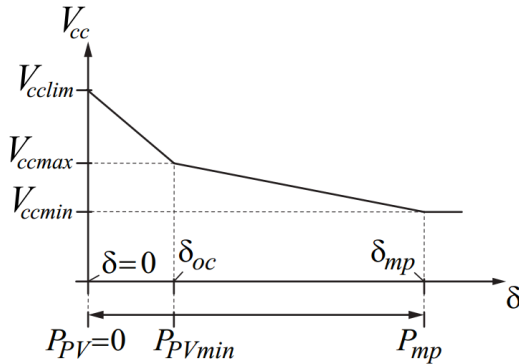


Figura 4.14 – Curva de V_{cc} e δ – Técnica 2.

$$\delta(\delta_{mp}, V_{cc}) = \delta_{mp} - \left(\left(1 - \frac{V_{ccm\acute{a}x} - V_{cc}(t)}{V_{ccm\acute{a}x} - V_{ccm\acute{i}n}} \right) \Delta\delta \right), \quad (4.14)$$

em que $\Delta\delta = \delta_{mp} - \delta_{oc}$.

Na quarta região, temos uma inclinação entre δ_{oc} e zero para $V_{ccm\acute{a}x} - V_{cclim}$, o que nos leva a (4.15):

$$\delta(\delta_{oc}, V_{cc}) = \frac{\delta_{oc}}{10} (790 - V_{cc}(t)) \quad (4.15)$$

A Figura 4.15 ilustra o fluxograma completo do controle da Técnica 2, dos conversores conectados em paralelo quando a MR está isolada. A imposição da razão cíclica nula só acontece a cada dez minutos, pois, em condições normais, não há uma variação abrupta de temperatura (condição climática que influencia diretamente a tensão do módulo fotovoltaico). Basicamente, se a tensão estiver num valor abaixo de um limite preestabelecido de subtensão, o controle fará com que o sistema tenha uma razão cíclica nula, para protegê-lo contra subtensões. Quando a tensão estiver inferior ao limite mínimo de regulação do barramento, o controle impõe uma razão cíclica de máxima potência, a ideia é fazer com que a tensão volte aos limites preestabelecidos. Quando a tensão está dentro da faixa de regulação, o sistema segue a equação (4.14) para manter a tensão regulada. Caso a tensão entre na faixa de transição, o sistema segue (4.15) e, por fim, se o sistema estiver operando numa tensão superior ao limite máximo de transição, o controle força uma razão cíclica nula para que o sistema volte a operar dentro dos limites preestabelecidos.

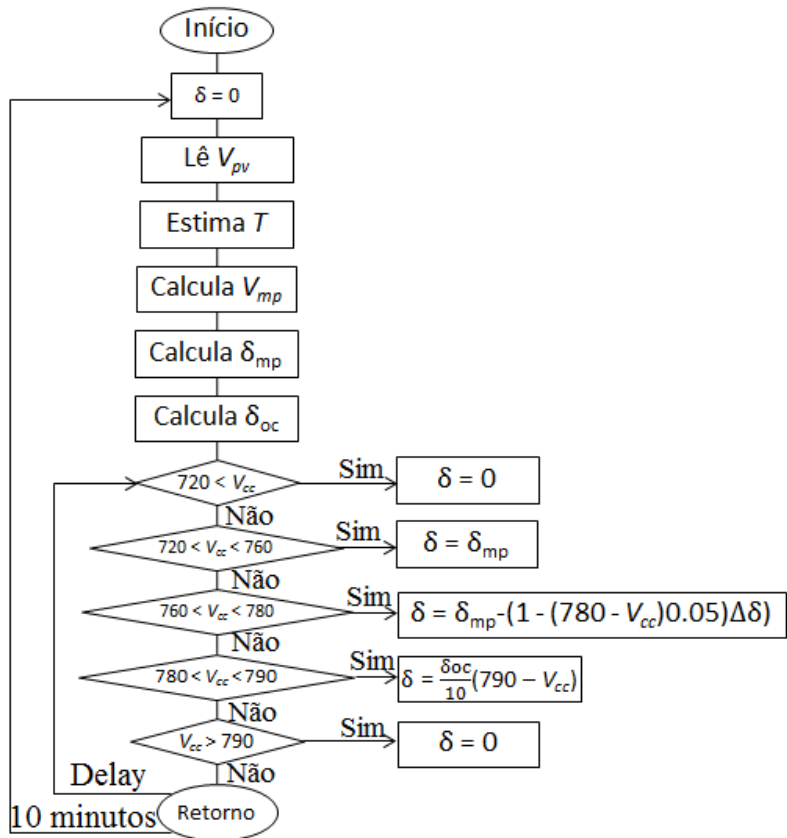


Figura 4.15 – Fluxograma de controle– Técnica 2.

4.4 COMENTÁRIOS FINAIS DO CAPÍTULO 4

Neste capítulo foram apresentadas diversas técnicas de controle para CCC-CCP encontradas na literatura. Essa etapa é fundamental na operação de MRs e é o foco principal deste trabalho (principalmente as técnicas onde a MR está isolada). Uma ampla gama de estratégias foi estudada para garantir um melhor entendimento do atual estado da arte dessa linha de pesquisa e que o método escolhido tenha sido, de fato, o melhor entre os diversos cenários, respeitando alguns limites de projeto. A discussão de técnicas não lineares de controle não foi apresentada, pois a complexidade de sua base teórica foge do nível deste trabalho, mas podem ser analisadas em [62]-[65]. A seguir são apresentados

resultados de simulação e experimentais que mostram o funcionamento adequado do sistema utilizando das estratégias da seção 4.3.2.

Conforme apresentado nos capítulos posteriores, a Técnica 1 apresentou uma boa regulação da tensão de barramento e má compartilhamento de potência e a Técnica 2 apresentou um melhor compartilhamento de potência e uma razoável regulação de tensão. Esses resultados eram esperados, pois a razão cíclica imposta pela Técnica 1, nos conversores conectados a 10 módulos, ficava na faixa entre um valor nulo e um valor de circuito aberto para a carga selecionada. A diferente inclinação na Técnica 2 melhorou o compartilhamento de potências, mas piorou a regulação de tensão, evidenciando o *trade-off* da técnica *droop*.

É importante ressaltar que, usualmente, numa MR CC utilizando fontes de geração distribuída de energia, a equalização da corrente nem sempre é um fator crucial de projeto, pois as fontes podem operar em pontos diferentes sob a curva I_xV , devido a pequenas variações das condições meteorológicas (irradiância e temperatura) [35].

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

O primeiro passo para validar um sistema proposto é a realização de simulações computacionais. No decorrer deste capítulo serão apresentadas quatro (4) simulações: sistema com carga e irradiância fixas, sistema com degrau na carga e irradiância fixa, sistema com degrau na irradiância e carga fixa e sistema com degrau na carga e degrau na irradiância para as duas técnicas apresentadas na seção 4.3.2. A Figura 5.1 apresenta a topologia geral de um conversor no ambiente *PSIM*®. Três topologias iguais a essa foram conectadas em paralelo para realizar a simulação. O bloco superior esquerdo é responsável pelo código de controle, enquanto o bloco superior direito tem função de gerar a modulação por largura de pulso, ou PWM (*Pulse Width Modulation*). Assim como a carga ($270\ \Omega$), os valores dos componentes dos conversores *boost* e os parâmetros do módulo fotovoltaico das simulações computacionais foram iguais aos usados nos experimentos do Capítulo 6 e esses foram apresentados no Capítulo 3. A única diferença foi quanto à fixação dos valores ambientais, como irradiância solar e temperatura ($1000\ \text{W/m}^2$ e $50\ ^\circ\text{C}$, respectivamente).

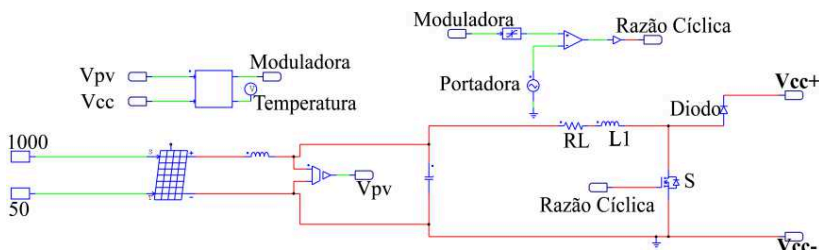


Figura 5.1 – Topologia geral de um conversor no ambiente PSIM.

5.1 SISTEMA COM CARGA E IRRADIÂNCIA FIXAS

A simulação com carga fixa tem o intuito de analisar se a ideia e o código de controle estão adequados para o que foram propostos: controlar um barramento CC, ou a tensão de saída dos CCC-CCCP, nesse caso.

5.1.1 Sistema com carga e irradiância fixas - Técnica 1

Como pode ser visto na Figura 5.2, a tensão de saída permanece estável e bem controlada num valor um pouco abaixo de 765 V, um valor dentro da faixa de regulação.

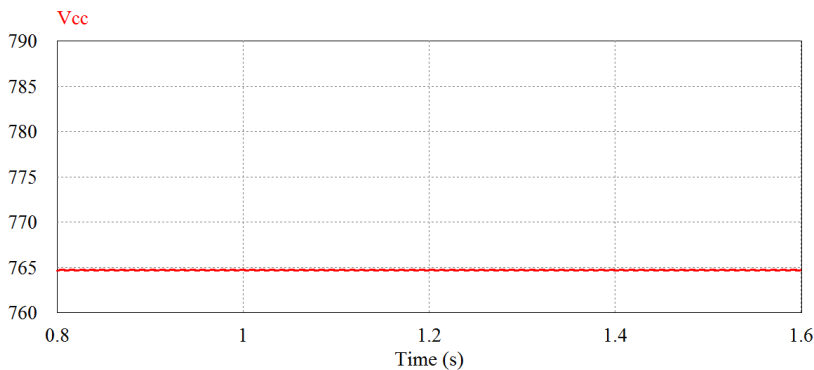


Figura 5.2 – Simulação da tensão de saída com carga fixa – Técnica 1.

5.1.2 Sistema com carga e irradiância fixas - Técnica 2

A simulação utilizando a Técnica 2 apresentou uma tensão num nível superior à Técnica 1 e dentro dos limites da faixa de regulação, conforme ilustra a Figura 5.3.

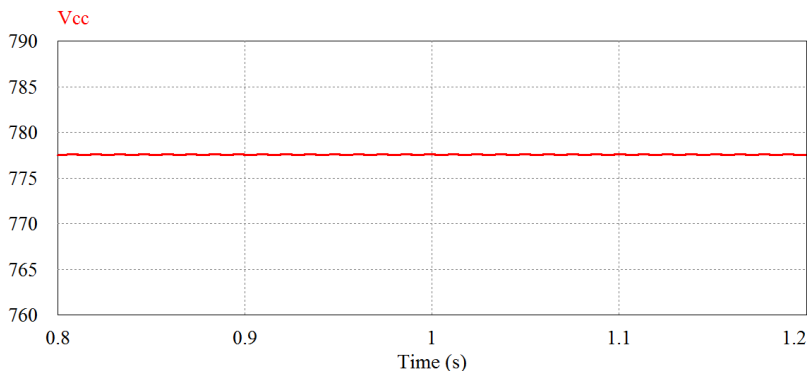


Figura 5.3 – Simulação da tensão de saída com carga fixa – Técnica 2.

5.2 SISTEMA COM DEGRAU NA CARGA E IRRADIÂNCIA FIXA

Essa simulação busca validar o comportamento do sistema caso haja alguma variação no valor da carga a ser alimentada pelos módulos fotovoltaicos. Uma carga, de mesmo valor, foi conectada em paralelo com a carga fixa da simulação anterior e dois blocos (*bi-directional switch* e *gating block*) também foram introduzidos para simular o comportamento de um degrau. O *bi-directional switch* é uma chave que é aberta e fechada numa frequência definida pelo *gating block*, ou seja, de tempos em tempos a carga vai ter seu valor fixo, ou a metade, e o controle vai ter que garantir a tensão regulada mediante essas variações. A Figura 5.4 ilustra a carga modificada para simular um degrau.

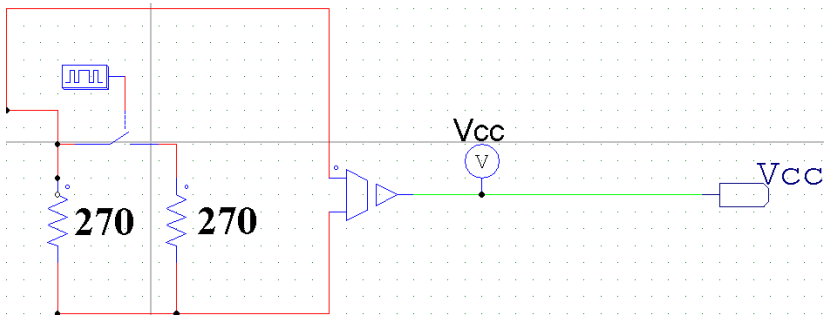


Figura 5.4 – Carga modificada para aplicação de um degrau.

5.2.1 Sistema com degrau na carga e irradiância fixa - Técnica 1

A Figura 5.5 apresenta a tensão simulada do sistema sob ação dos blocos citado anteriormente, com a aplicação de um degrau em $t = 1$ segundo. Inicialmente, a chave está aberta e a tensão comporta-se igual à simulação anterior, mas quando a chave é fechada, a carga cai pela metade e a potência tende a aumentar, levando o sistema a trabalhar mais próximo do ponto de máxima potência. Como o sistema opera na região destacada da Figura 4.11, o ponto de operação se deslocará para a esquerda, reduzindo a tensão do barramento.

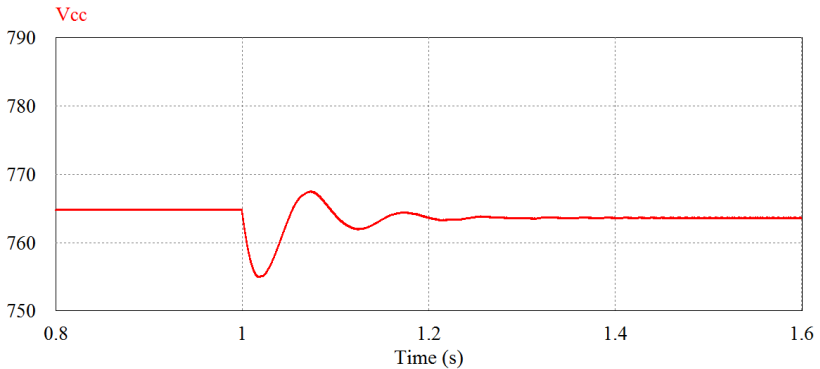


Figura 5.5 – Simulação da tensão de saída com aplicação de um degrau na carga – Técnica 1.

Como ilustrado pela Figura 5.6, o conversor conectado a 10 módulos praticamente não processa potência ($P3$), enquanto os conversores conectados a 15 módulos ($P1$ e $P2$) processam toda a potência da carga (P_{carga}).

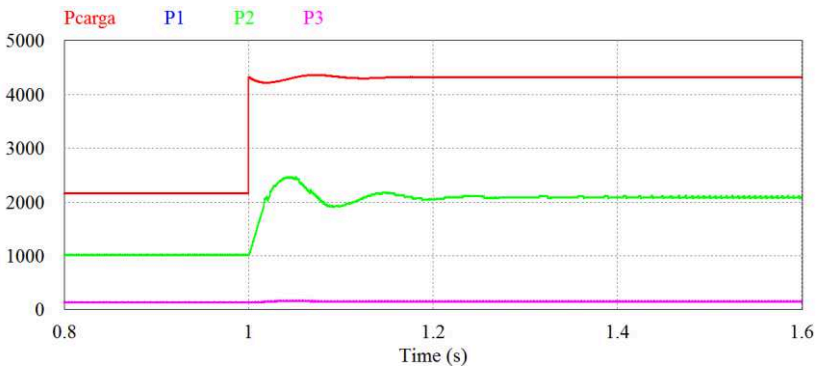


Figura 5.6 – Simulação do compartilhamento de potências com aplicação de um degrau na carga – Técnica 1.

5.2.2 Sistema com degrau na carga e irradiância fixa - Técnica 2

Similarmente à seção anterior, o sistema foi simulado com um degrau em $t = 1$ segundo, como ilustra a Figura 5.7.

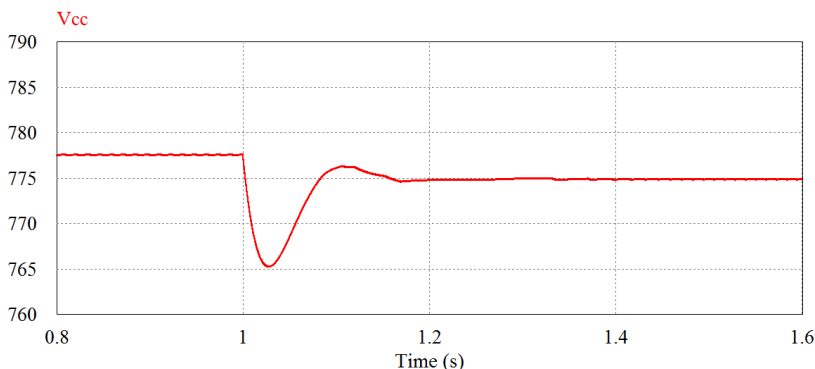


Figura 5.7 – Simulação da tensão de saída com aplicação de um degrau na carga – Técnica 2.

A Figura 5.8 apresenta o compartilhamento de potências do sistema. Como pode ser visto, houve uma melhora significativa em relação à Técnica 1.

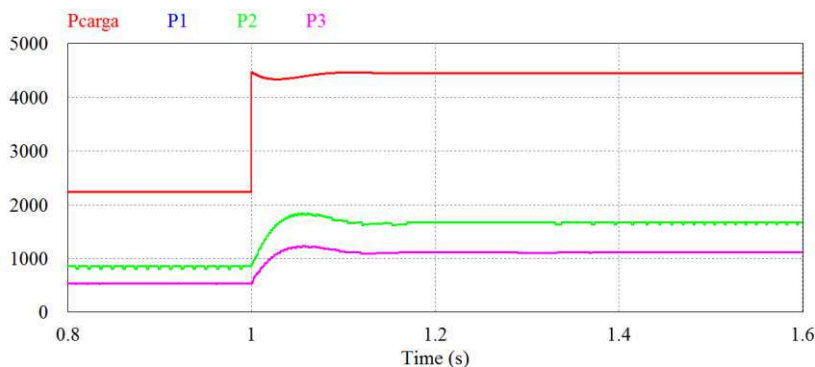


Figura 5.8 – Simulação do compartilhamento de potências com aplicação de um degrau na carga – Técnica 2.

5.3 SISTEMA COM DEGRAU NA IRRADIÂNCIA E CARGA FIXA

Similarmente às simulações da seção 5.2, essa busca ratificar o desempenho do sistema caso uma variação na irradiância solar faça-se presente, situação muito comum no comportamento real do sistema (a variação da irradiância causada pela passagem de uma nuvem no céu é um exemplo comum da famosa intermitência na geração de fontes fotovoltaicas). O componente *Step (2-level) voltage source* foi

introduzido na conexão do bloco de definição de irradiância solar com o módulo fotovoltaico para simular que a variação ocorra de um determinado nível para outro. A Figura 5.9 ilustra a conexão do referido componente e do módulo.

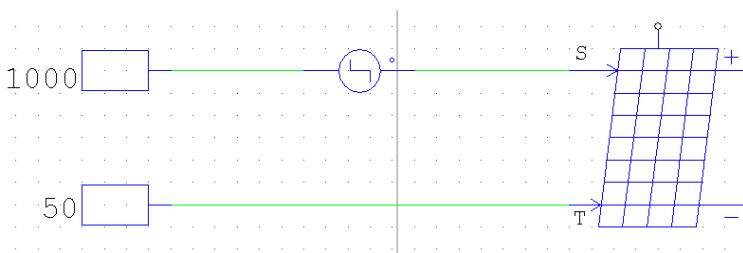


Figura 5.9 – *Step (2-level) voltage source* conectado ao módulo fotovoltaico.

O componente *Step (2-level) voltage source* variou a irradiância de 1000 W/m^2 para 500 W/m^2 , ou seja, reduziu a potência das fontes pela metade por meio de um degrau de -500 W/m^2 . Isso faz com que a tensão também seja reduzida durante o transitório.

5.3.1 Sistema com degrau na irradiância e carga fixa - Técnica 1

A Figura 5.10 apresenta a tensão simulada do sistema sob ação do bloco *Step (2-level) voltage source*, com a aplicação de um degrau de -500 W/m^2 em $t = 1$ segundo.

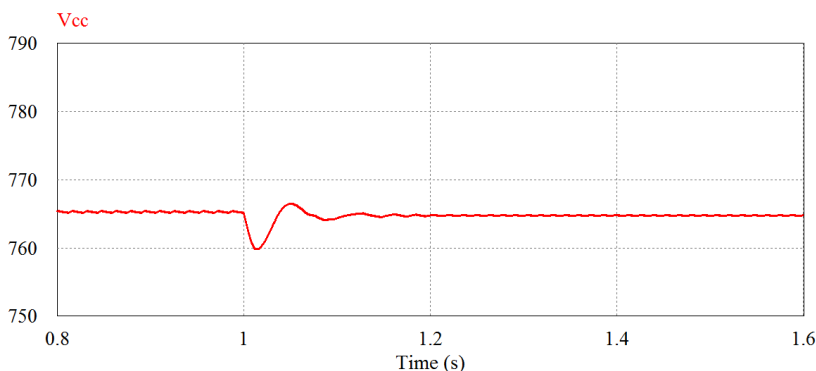


Figura 5.10 – Simulação da tensão de saída com aplicação de um degrau na irradiância – Técnica 1.

5.3.2 Sistema com degrau na irradiância e carga fixa - Técnica 2

A Figura 5.11 apresenta a tensão de saída com a aplicação de um degrau de -500 W/m^2 em $t = 1$ segundo.

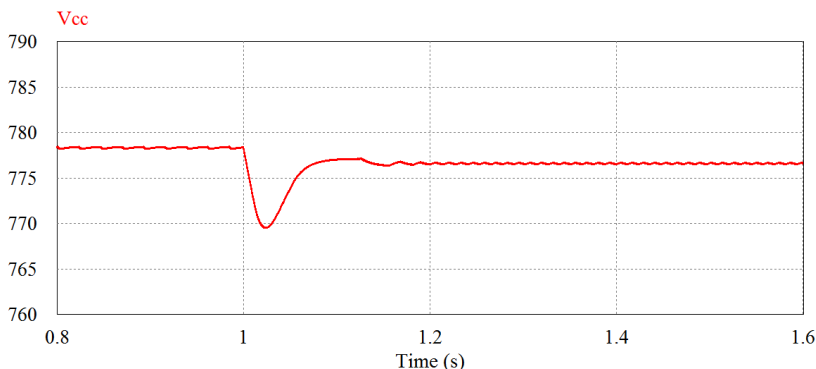


Figura 5.11 – Simulação da tensão de saída com aplicação de um degrau na irradiância – Técnica 2.

5.4 SISTEMA COM DEGRAU NA CARGA E DEGRAU NA IRRADIÂNCIA

Essa simulação apresenta o pior cenário para o controle da tensão do barramento: um degrau na carga e outra na irradiância acontecendo no mesmo momento.

5.4.1 Sistema com degrau na carga e degrau na irradiância - Técnica 1

A Figura 5.12 apresenta a tensão do barramento com a aplicação de um degrau de -500 W/m^2 junto com um degrau que reduz o valor da carga pela metade em $t = 1$ segundo.

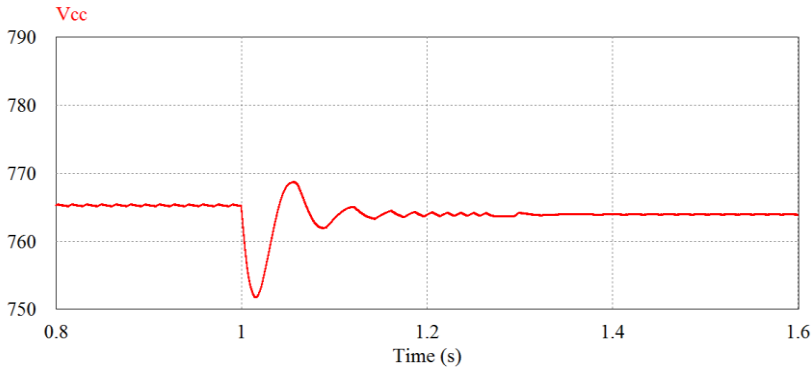


Figura 5.12 – Simulação da tensão de saída com aplicação de um degrau na irradiância e um degrau na carga no mesmo instante – Técnica 1.

5.4.2 Sistema com degrau na carga e degrau na irradiância - Técnica 2

As mesmas condições aplicadas na seção 5.4.1 foram testadas com a Técnica 2 e o resultado é apresentado na Figura 5.13.

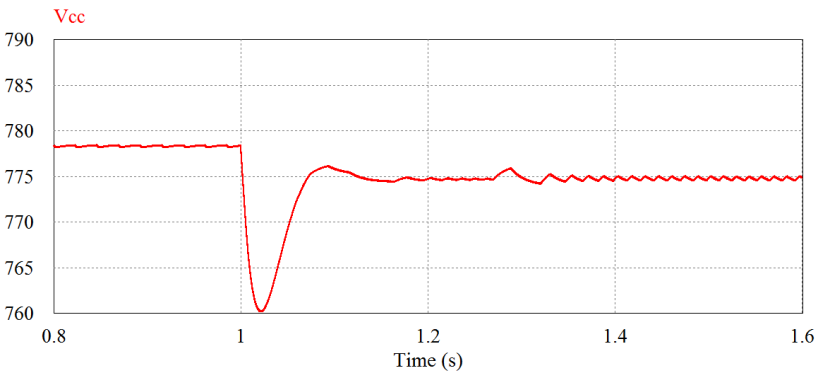


Figura 5.13 – Simulação da tensão de saída com aplicação de um degrau na irradiância e um degrau na carga no mesmo instante – Técnica 2.

5.5 COMENTÁRIOS FINAIS DO CAPÍTULO 5

O Capítulo 5 apresentou diversas simulações de diversos cenários que o sistema pode enfrentar, como variações na carga e nas condições ambientais. Conforme foi apresentado, ambas as técnicas controlam a

tensão de saída sob condições fixas, mas apresentam alguns problemas quando o sistema sofre variações.

A Técnica 1 mantém a tensão fixa relativamente próxima a V_{ccmin} , devido ao compartilhamento desigual de potências: como o conversor conectado a 10 módulos praticamente não processa potência, os outros conversores têm que compensar esse problema processando mais potência e atuando mais próximo do ponto de máxima potência, reduzindo a tensão do sistema (vide análise da Figura 4.11). Isso faz com que no transitório do pior cenário, apresentado na Figura 5.12, o barramento apresente uma tensão inferior ao limite mínimo preestabelecido.

Como a potência é compartilhada de forma mais igualitária na Técnica 2, os conversores atuam em pontos mais afastados do ponto de máxima potência, isso faz com que a tensão do barramento fique num nível mais elevado e não fique fora dos limites preestabelecidos em nenhum momento das simulações. No entanto, as variações dos níveis da tensão de saída dos CCC-CCCP presentes nos transitórios dos degraus são superiores se comparadas com a Técnica 1. Isso acontece, hipoteticamente, pelo *trade-off* intrínseco remanescente da técnica que serviu de base para as citadas neste capítulo: o *droop* tradicional.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, apresentam-se os resultados obtidos na implementação das Técnicas 1 e 2, com o objetivo de controlar a tensão de saída, com a aplicação de um degrau numa carga. Não foi possível, infelizmente, realizar testes práticos com o objetivo de aplicar um degrau na irradiância, devido a um problema na fonte *Magna-Power Electronics XRii600-9.9* durante o período de realização deste trabalho. Assim como os conversores, uma placa de controle e uma placa de alimentação auxiliar foram usadas na realização dos experimentos. Para a confecção da placa de controle, um kit de desenvolvimento da *Texas Instruments*, modelo LAUNCHXL-F28377S composto por um microprocessador TMS320F28377S, foi utilizado. O código de controle foi implementado por meio do *software Code Composer Studio®* e é apresentado no anexo C deste trabalho.

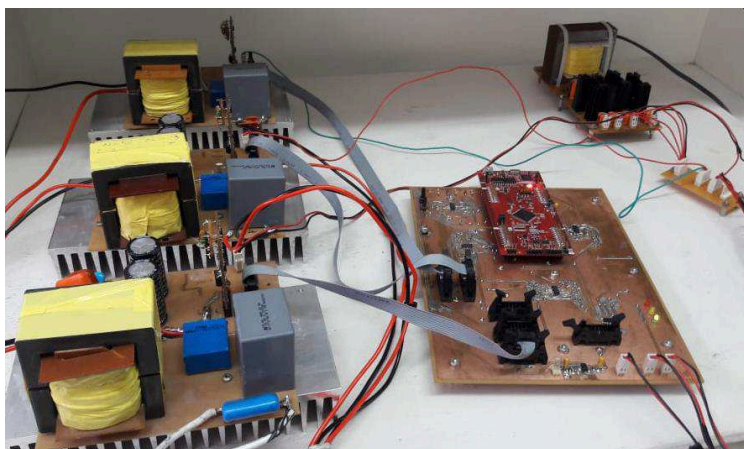


Figura 6.1 – Foto dos conversores, placa de controle e placa de alimentação auxiliar.

Para obtenção de todos os resultados, foram utilizados dois osciloscópios: *LeCroy HRO 66Zi* e *Tektronix DPO 5054*. Os dados foram salvos e as figuras apresentadas a seguir foram plotadas por meio do *software MATLAB®*.

Do mesmo modo que nas simulações computacionais, utilizou-se uma carga de $270\ \Omega$ em paralelo com outra de mesmo valor, de maneira que, após a aplicação do degrau (através de um interruptor), a carga total teria seu valor reduzido pela metade.

6.1 DEGRAU NA CARGA - TÉCNICA 1

A Figura 6.2 ilustra a tensão do barramento, e a Figura 6.3 apresenta o resultado do compartilhamento de potências antes e depois da aplicação de um degrau na carga.

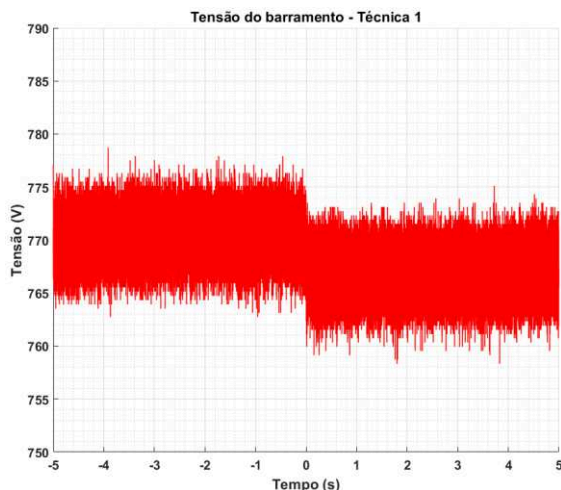


Figura 6.2 – Tensão do barramento CC antes e depois de um degrau na carga – Técnica 1.

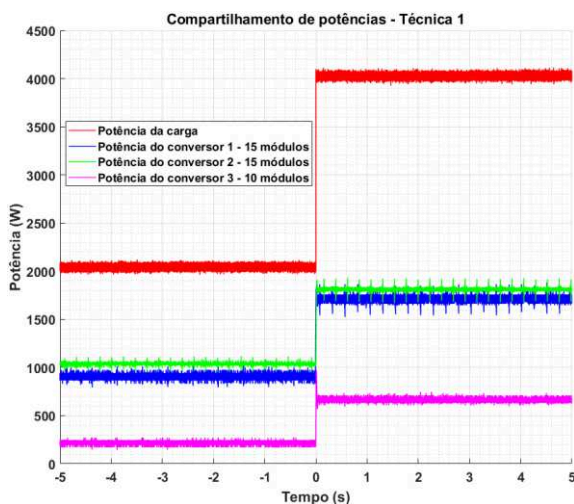


Figura 6.3 – Compartilhamento de potências antes e depois de um degrau na carga – Técnica 1.

Com o auxílio do software *MATLAB*® também foi possível calcular a eficiência η_1 do sistema, conforme (6.1):

$$\eta_1 = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{P_{carga}}{P_1 + P_2 + P_3} = 0,962 \quad (6.1)$$

6.2 DEGRAU NA CARGA - TÉCNICA 2

Os resultados experimentais obtidos com a implementação da Técnica 2 de controle foram compatíveis com os estudos teóricos e simulações computacionais. As Figuras 6.4 e 6.5 apresentam a tensão do barramento CC e o compartilhamento de potências, respectivamente.

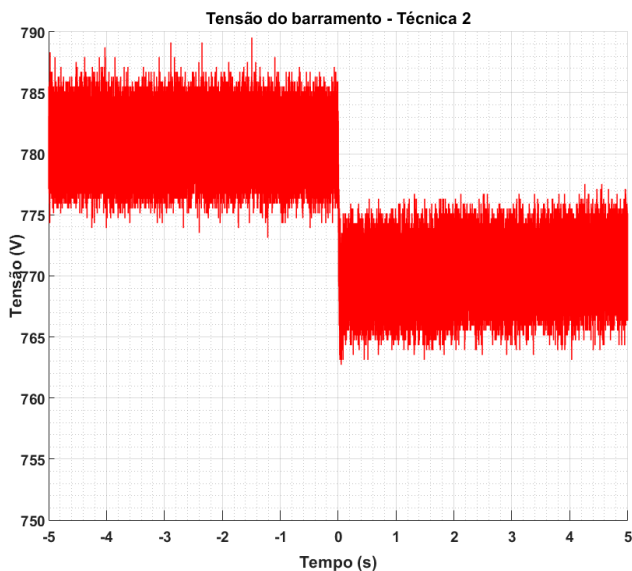


Figura 6.4 – Tensão do barramento CC antes e depois de um degrau na carga – Técnica 2.

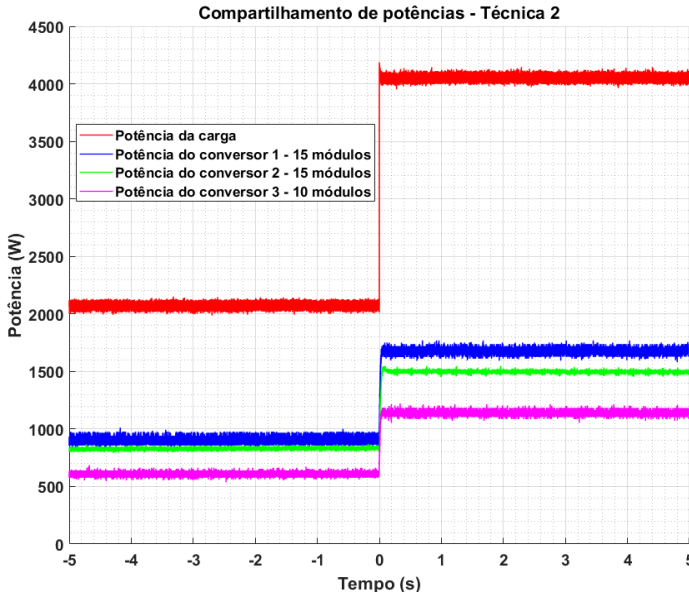


Figura 6.5 – Compartilhamento de potências antes e depois de um degrau na carga – Técnica 2.

O cálculo da eficiência η_2 da Técnica 2 foi realizado utilizando (6.1) e apresentou um valor um pouco inferior: $\eta_2 = 0,934$. O valor é inferior, pois como a potência é melhor compartilhada, os conversores processam menos potência individualmente e tendem a ter perdas maiores.

6.3 COMENTÁRIOS FINAIS DO CAPÍTULO 6

Os resultados apresentados neste capítulo corroboram os resultados obtidos por meio das simulações computacionais, apresentados no Capítulo 5. O compartilhamento de potência foi muito mais efetivo na Técnica 2, mas a regulação de tensão frente a uma variação na carga foi menos eficiente, uma vez que, após a aplicação do degrau, a variação do nível de tensão do barramento CC foi superior.

Com os resultados apresentados, podemos concluir que, no sistema proposto, a Técnica 2 é a mais apropriada, pois garante um compartilhamento de potências mais igualitário entre arranjos fotovoltaicos diferentes e mantém a tensão de saída dos conversores bem regulada. Caso os arranjos fossem idênticos, isso garantiria um

compartilhamento de potências e a Técnica 1 seria escolhida, pois a tensão no barramento seria melhor regulada e o sistema teria uma eficiência superior.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foram apresentadas duas técnicas utilizadas para cumprir a principal função do estágio CC presente numa MR fotovoltaica operando isoladamente à rede elétrica: a regulação da tensão de um barramento CC. Os capítulos tiveram o objetivo de introduzir o leitor aos critérios relevantes para concepção, projeto e estratégia de controle CCC-CCCP no referido modo de operação.

Como mostra o Capítulo 3, o conversor escolhido foi satisfatório para aplicação neste projeto. Desde seus cálculos iniciais e simulações computacionais, o conversor *boost* teve resultados satisfatórios, uma vez que a faixa de atuação da razão cíclica calculada, entre outros parâmetros, a partir das especificações fornecidas pelo fabricante do módulo, estava dentro de limites nas quais sua eficiência e faixa de operação eram adequadas.

A partir da validação do tipo de conversor, o estudo de estratégias de controle para satisfazer a função já citada neste capítulo foi iniciado. Diversas técnicas foram estudadas e a escolhida foi a técnica *droop* utilizando a inclinação entre a tensão do barramento e a razão cíclica dos conversores. Simplicidade de implementação, alta redundância, modularidade e robustez foram algumas vantagens que culminaram nesta decisão. Como pôde ser visto nos Capítulos 5 e 6, o sistema proposto foi controlado por uma técnica simples e sem comunicação entre os CCC-CCCP, o que simplificou, também, o projeto físico. A Técnica 1 apresentou uma regulação da tensão do barramento levemente superior quando o sistema sofria algum tipo de variação. No entanto, o compartilhamento de potências foi muito inferior à Técnica 2.

Uma sugestão para melhorar o compartilhamento de potências (e também para trabalhos futuros) ainda mais, é a implementação de um controle híbrido: o primeiro estágio pode ser igual ao exposto neste trabalho e o outro (ou outros) método de controle pode ser algum que exija uma comunicação entre os conversores, como uma malha de controle onde a resposta do segundo estágio seja enviada para todos os conversores, visando melhorar o desvio de tensão. Além de tentar contribuir, por menor que seja, com o conhecimento científico e técnico da área de eletrônica de potência aplicada a fontes renováveis de geração de energia, este trabalho forneceu a verdadeira realidade da aplicação de conceitos teóricos aprendidos nos anos de graduação em projetos práticos na área de engenharia elétrica.

Conclui-se, então, que numa MR fotovoltaica de baixa potência operando isolada da rede elétrica, o uso da Técnica 2 aplicada a CCC-

CCCP é a melhor opção, dentre as expostas neste trabalho, quando os arranjos são diferentes, pois só assim a tensão de um barramento comum é controlada e o compartilhamento de potências é mais igualitário. Se a MR for composta de arranjos idênticos, a Técnica 1 é mais adequada, uma vez que controla a tensão num nível levemente superior, garante o compartilhamento de potências entre arranjos iguais e é um pouco mais eficiente na comparação entre potências de entrada e saída.

REFERÊNCIAS

- [1] Empresa de Pesquisa Energética (Org.). **Projeção da demanda de energia elétrica**: para os próximos 10 anos (2017-2026). Rio de Janeiro: Ministério de Minas e Energia, 2017. 95 p. (ESTUDOS DA DEMANDA). Disponível em: <[http://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-245/topico-261/DEA%20001_2017%20-%20Proje%C3%A7%C3%B5es%20da%20Demanda%20de%20Energia%20El%C3%A9trica%202017-2026_VF\[1\].pdf](http://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-245/topico-261/DEA%20001_2017%20-%20Proje%C3%A7%C3%B5es%20da%20Demanda%20de%20Energia%20El%C3%A9trica%202017-2026_VF[1].pdf)>. Acesso em: 24 jul. 2018.
- [2] A. D. McGuire, S. Sitch, J. S. Clein, R. Dargaville, G. Esser, J. Foley, M. Heimann, F. Joos, J. Kaplan, D. W. Kicklighter, R. A. Meier, J. M. Melillo, B. Moore III, I. C. Prentice, N. Ramankutty, T. Reichenau, A. Schloss, H. Tian, L. J. Williams, U. Wittenberg, **Carbon balance of the terrestrial biosphere in the twentieth century: Analyses of CO₂, climate and land use effects with four process-based ecosystem models**, Global Biogeochemical Cycles, Vol.15, no.1, pp. 183-206, march 2001.
- [3] Marten Scheffer, Victor Brovkin and Peter M. Cox. **Positive feedback between global warming and atmospheric CO₂ concentration inferred from past climate change**. Geophysical Research Letters, vol. 33, 2006.
- [4] **Acceleration of global warming due to carbon cycle feedbacks in a coupled climate model**, Nature, 408, 184 – 187.
- [5] Friedlingstein, P., L. Bopp, P. Ciais, J. L. Dufresne, L. Fairhead, H. LeTreut, P. Monfray, and J. Orr (2001), **Positive feedback between future climate change and the carbon cycle**, Geophys. Res. Lett., 28, 1543 – 1546.
- [6] World Energy Council (Org.). **World Energy Resources | 2016**. Londres: World Energy Council, 2016. 1028 p. (WORLD ENERGY RESOURCES). Disponível em: < https://www.worldenergy.org/wp-content/uploads/2016/10/World-Energy-Resources_Report_2016.pdf >. Acesso em: 24 jul. 2018.
- [7] John Cook, Dana Nuccitelli, Sarah A Green, Mark Richardson, Barbel Winkler, Rob Painting, Robert Way, Peter Jacobs and Andrew Skuce. **Quantifying the consensus on anthropogenic global warming in the scientific literature**, IOP Publishing, Environmental Research Letters 8, 2013.

- [8] **Crise do petróleo.** Disponível em: <https://pt.wikipedia.org/wiki/Crise_do_petróleo>. Acesso em: 24 maio 2018.
- [9] **A verdadeira crise energética.** Disponível em: <<http://www.administradores.com.br/noticias/negocios/a-verdadeira-crise-energetica/6411/>>. Acesso em: 24 maio 2018.
- [10] **Cronologia da OPEP.** Disponível em: <<http://diplo.org.br/2006-05,a1304>>. Acesso em: 24 maio 2018.
- [11] H. Kuang, S. Li, e Z. Wu, **Discussion on advantages and disadvantages of distributed generation connected to the grid**, em *2011 International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE)*, 2011, p. 170–173.
- [12] **Os 10 maiores períodos de seca no Brasil.** Disponível em: <<https://super.abril.com.br/blog/superlistas/os-10-maiores-periodos-de-seca-no-brasil/>>. Acesso em: 26 maio 2018.
- [13] **Resenha Energética Brasileira, Edição: Junho 2017.** Disponível em: <[http://www.mme.gov.br/documents/10584/3580498/02++Resenha+Energética+Brasileira+2017+--ano+ref.+2016+\(PDF\)/13d8d958-de50-4691-96e3-3ccf53f8e1e4?version=1.0](http://www.mme.gov.br/documents/10584/3580498/02++Resenha+Energética+Brasileira+2017+--ano+ref.+2016+(PDF)/13d8d958-de50-4691-96e3-3ccf53f8e1e4?version=1.0)>. Acesso em: 27 maio 2018.
- [14] **Best Research-Cell Efficiencies.** Disponível em: <<https://www.nrel.gov/pv/assets/images/efficiency-chart-20180716.jpg>>. Acesso em: 24 jul 2018.
- [15] **RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 482.** Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>>. Acesso em: 28 maio 2018.
- [16] **ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica.** Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/noticias/Output_Noticias.cfm?Identidade=8955&id_area=90>. Acesso em: 01 junho 2018.
- [17] **ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica.** Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>>. Acesso em: 04 junho 2018.
- [18] **Global market outlook for photovoltaics 2013-2017.** Bruxelas - Bélgica: Epia, v. 3, 2013.
- [19] **How To Minimize Component Thermal Overstress Failures (Part 2).** Disponível em: <<http://www.electronicdesign.com/boards/how-minimize-component-thermal-overstress-failures-part-2>>. Acesso em: 04 junho 2018.
- [20] **BUERGER, Roberto. Contribuição ao estudo de microrredes supridas a partir de geração fotovoltaica com possibilidade de operação em modo isolado ou conectado à rede elétrica.** 2017. 201 f.

Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2017.

[21] COELHO, Roberto Francisco. **CONCEPÇÃO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA MICRORREDE INTERLIGADA À REDE ELÉTRICA PARA ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE CARGAS CC A PARTIR DE FONTES RENOVÁVEIS**. 2013. 330 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.

[22] SUAREZ SOLANO, Diego Leandro. **Sistema de supervisão e controle de geração solar fotovoltaica para aplicação em microrredes inteligentes**. 2015. 167 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.

[23] COSTA DOS SANTOS, Frederico. **Controle coordenado de conversores cc-cc com saídas conectadas em paralelo voltado ao processamento de energia solar fotovoltaica**. 2017. 152 f. Dissertação (Mestrado)- Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2017.

[24] M. F. Schonardie, **Sistema fotovoltaico trifásico conectado à rede com controle de potência ativa e reativa utilizando transformada dq0**, Tese, Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2011.

[25] Y. Han, P. Shen, X. Zhao, e J. M. Guerrero, **Control Strategies for Islanded Microgrid Using Enhanced Hierarchical Control Structure With Multiple Current-Loop Damping Schemes**, IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 8, no. 3, pp. 1139–1153, May 2017.

[26] T. F. Wu, C. L. Shen, C. H. Chang, e J. Y. Chiu, **A 1 ϕ ;3W gridconnection PV power inverter with partial active power filter**, in Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual, 2002, vol. 3, pp. 1512–1517 vol.3.

[27] W. T. Franke, N. Oestreich, e F. W. Fuchs, **Comparison of transformerless converter topologies for photovoltaic application concerning efficiency and mechanical volume**, in 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010, p. 724–729.

[28] F. Brandt Torres, **Estudo e Comparação de Métodos de Antilhamento para Sistemas de Geração Solar Fotovoltaica Conectados à Rede Elétrica**, TCC, Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2014.

[29] R. F. Coelho, **Estudo dos conversores Buck e Boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos**,

Dissertação (mestrado), Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2008.

[30] D. C. Martins e I. Barbi, **Conversores cc-cc Básicos não isolados**, nº 4 rev, 2011.

[31] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, **Fundamentals of Power Electronics**, 2ª ed., 2004.

[32] Daniel W. Hart, **Eletrônica de potência: Análise e Projetos de Circuitos**, 1ª ed., 2011.

[33] Ivo Barbi, Carlos Henrique Illa Font, Ricardo Luiz Alves **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**, março 2002.

[34] Denizar Cruz Martins, **Transistores de Potência**, 1ª ed., 2018.

[35] Pallavee Bhatnagar; R.K. Nema. **Maximum power point tracking control techniques: State-of-the-art in photovoltaic applications**. Renewable and Sustainable Energy Reviews, Volume 23, July 2013, pp. 224-241.

[36] A. DOLARA; R. FARANDA; S. LEVA. **Energy Comparison of Seven MPPT Techniques for PV Systems**. Journal of Electromagnetic Analysis and Applications, Vol. 1 No. 3, 2009, pp.152-162.

[37] COELHO, R. F; MARTINS, D. C. **An optimized maximum power point tracking method based on pv surface temperature measurement**. INTECH Open Access Publisher, 2012.

[38] de Brito, M.A.G.; Junior, L.G.; Sampaio, L.P.; e Melo, G.A.; Canesin, C.A. **Main maximum power point tracking strategies intended for photovoltaics**. Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian, vol., no., pp.524,530, 11-15 Sept. 2011.

[39] Minwon Park; In-Keun Yu. **A study on the optimal voltage for MPPT obtained by surface temperature of solar cell**. Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE, vol.3, no., pp.2040,2045 Vol. 3, 2-6 Nov. 2004

[40] Coelho, R.F.; Concer, F.M.; Martins, D.C. **A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems**. Industry Applications (INDUSCON), on 2010 9th IEEE/IAS International Conference, vol., no., pp.1,6, 8-10 Nov. 2010.

[41] V. J. Thottuvelil; G. C. Verghese. **Analysis and control design of paralleled DC/DC converters with current sharing**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 635-644, Jul 1998

[42] Y. Panov; J. Rajagopalan; F. C. Lee. **Analysis and design of N paralleled DC-DC converters with master-slave current-sharing control**. *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*, Atlanta, GA, 1997, pp. 436-442 vol.1

- [43] Z. Moussaoui; I. Batarseh; H. Lee; C. Kennedy. **An overview of the control scheme for distributed power systems.** *Southcon/96 Conference Record*, Orlando, FL, 1996, pp. 584-591.
- [44] K. Siri; C. Q. Lee; T. F. Wu. **Current distribution control for parallel connected converters. II.** in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 28, no. 3, pp. 841-851, Jul 1992.
- [45] ARRUDA FELÍCIO FERREIRA, Rodrigo. **Controle de Microrredes CC Baseado em Droop Adaptativo de Tensão – Simulação em tempo real com Control-Hardware-In-Loop.** 2015. 264 f. Tese (Doutorado)- Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2015.
- [46] H. H. C. Iu; V. Pjevalica; B. Robert. **Implementation of a simple rotating master control scheme for parallel converters.** *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, 2004, pp. 1494-1499 Vol.2.
- [47] OBERTO, Victor Paula. **Contribuição às estratégias de controle para sistemas distribuídos de potência.** 2013. 134 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2013.
- [48] F. Musavi, K. Al-Haddad and H. Y. Kanaan. **A novel large signal modelling and dynamic analysis of paralleled DC/DC converters with automatic load sharing control.** *Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT '04. 2004 IEEE International Conference on*, 2004, pp. 536-541 Vol. 1.
- [49] K. T. Small. **Single wire current share paralleling of power supplies.** U.S. Patent 4717 833, 1988.
- [50] Chang-Shiarn Lin and Chern-Lin Chen. **Single-wire current-share paralleling of current-mode controlled DC power supplies.** in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 4, pp. 780-786, Aug 2000.
- [51] M. M. Jovanovic, D. E. Crow and Lieu Fang-Yi. **A novel, low-cost implementation of "democratic" load-current sharing of paralleled converter modules.** *Proceedings of Intelec 94*, 1994, pp. 420-427.
- [52] UC3907 LOAD SHARE IC SIMPLIFIES PARALLEL POWER SUPPLY DESIGN, MARK JORDAN.
- [53] D. Schweiner; D. Kováč; P. Jacko; J. Molnár; O. Kravets. **Droop methods for parallel co-working of DC/DC converters.** *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, 2017, pp. 268-271.
- [54] B. T. Irving; M. M. Jovanovic. **Analysis, design, and performance evaluation of droop current-sharing method.** *APEC*

2000. *Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058)*, New Orleans, LA, 2000, pp. 235-241 vol.1.

[55] Z. Ma; W. Jiang. **An adaptive droop voltage control for DC microgrid systems.** *The 26th Chinese Control and Decision Conference (2014 CCDC)*, Changsha, 2014, pp. 4512-4517.

[56] Jung-Won Kim, Hang-Seok Choi and Bo Hyung Cho. **A novel droop method for converter parallel operation.** *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 25-32, Jan 2002.

[57] Shiguo Luo; Zhihong Ye; Ray-Lee Lin; F. C. Lee. **A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules.** *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*, Charleston, SC, 1999, pp. 901-908 vol.2.

[58] Jung Won Kim; Hang Seok Choi; B. H. Cho. **A novel droop method for the converter parallel operation.** *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*, Anaheim, CA, 2001, pp. 959-964 vol.2.

[59] X. Lu; J. M. Guerrero; K. Sun; J. C. Vasquez. **An Improved Droop Control Method for DC Microgrids Based on Low Bandwidth Communication With DC Bus Voltage Restoration and Enhanced Current Sharing Accuracy.** *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, pp. 1800-1812, April 2014.

[60] P. Wang; X. Lu; X. Yang; W. Wang; D. Xu. **An Improved Distributed Secondary Control Method for DC Microgrids With Enhanced Dynamic Current Sharing Performance.** *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 9, pp. 6658-6673, Sept. 2016.

[61] J. M. Guerrero; J. C. Vasquez; J. Matas; L. G. de Vicuna; M. Castilla. **Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization.** *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 158-172, Jan. 2011.

[62] G. C. Konstantopoulos; Q. C. Zhong. **Nonlinear control of dc/dc power converters with inherent current and power limitation.** *2016 24th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED)*, Athens, 2016, pp. 949-954.

[63] R. A. F. Ferreira; P. G. Barbosa; H. A. C. Braga; A. A. Ferreira. **Analysis of non-linear adaptive voltage droop control method applied to a grid connected DC microgrid.** *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, Gramado, 2013, pp. 1067-1074.

- [64] A. C. Braiton; G. C. Konstantopoulos; V. Kadiramanathan. **Power sharing of parallel operated DC-DC converters using current-limiting droop control.** *2017 25th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED)*, Valletta, 2017, pp. 528-533.
- [65] P. Prabhakaran, Y. Goyal and V. Agarwal. **Novel Nonlinear Droop Control Techniques to Overcome the Load Sharing and Voltage Regulation Issues in DC Microgrid.** *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 5, pp. 4477-4487, May 2018.

APÊNDICE A – Projeto físico dos indutores

O projeto físico dos indutores foi baseado em [24]. Primeiramente, define-se o núcleo apropriado por meio do valor do produto $A_e A_w$, necessário para construção do indutor, como (A.1) apresenta:

$$A_e A_w = \frac{L * I_{pico} * I_{eficaz}}{B_{máx} * J_{máx} * k_w} * 10^4, \quad (A.1)$$

em que:

L é o valor dos indutores já calculados no capítulo 3.

I_{pico} é o valor máximo da corrente do indutor e é definido conforme (A.2):

$$I_{pico} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (A.2)$$

I_{eficaz} é o valor EFICAZ da corrente do indutor e é definido conforme (A.2)

$$I_{eficaz} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_L^2(t) dt} \quad (A.3)$$

$B_{máx}$ é a indução magnética máxima e, para núcleos de ferrite usuais, apresenta um valor típico de = 0,3 T. $J_{máx}$ é a densidade de corrente máxima também tem um valor típico de 450 A/cm². Assim como $B_{máx}$ e $J_{máx}$, K_w (fator de ocupação do cobre dentro do carretel) também tem um valor típico, mas de 0,7.

Depois, o número de espiras é obtido diretamente por intermédio de (A.4):

$$N = \frac{L * I_{pico}}{B_{máx} * A_e} * 10^4, \quad (A.4)$$

em que:

$A_e = 7,98 \text{ cm}^2$ (valor retirado do catálogo do fabricante do núcleo)

Em seguida, o valor referente ao comprimento total do entreferro é calculado conforme (A.5):

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 * \mu_o * A_e}{L} * 10^{-2}, \quad (A.5)$$

em que:

$$\mu_o = \text{permeabilidade do ar} = 4\pi * 10^{-7} \text{ H/m}$$

Para definir a bitola dos condutores é necessário saber a profundidade de penetração do efeito pelicular Δ , como (A.6) apresenta:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (A.6)$$

O condutor utilizado não deve possuir um diâmetro superior a 2Δ . O cálculo da bitola necessária para conduzir a corrente do enrolamento depende da máxima densidade de corrente admitida no condutor, conforme pode ser verificado na expressão (A.7):

$$S_{fio} = \frac{I_{eficaz}}{J_{m\acute{a}x}} \quad (A.7)$$

Por fim, é necessário associar condutores em paralelo possibilitando conduzir a corrente sem superaquecimento dos fios:

$$n_{condutores} = \frac{S_{cond}}{S_{skin}}, \quad (A.8)$$

em que:

S_{skin} = área do condutor cujo diâmetro máximo é limitado pelo valor 2Δ .

Os Quadros A.1 e A.2 apresentam os parâmetros do indutor para ambos os conversores:

Quadro A.1 - Parâmetros do indutor do conversor *boost* conectado a 10 módulos em série

Parâmetro	Valor	Unidade
Indutância	2,5	mH
Núcleo	Thornton NEE- 65/33/39	-
Número de espiras	88	-
Entreferro	1,53	mm
Condutor	AWG 23	-
Número de condutores	9	-

Quadro A.2 - Parâmetros do indutor do conversor *boost* conectado a 15 módulos em série

Parâmetro	Valor	Unidade
Indutância	2,4	mH
Núcleo	Thornton NEE- 65/33/39	-
Número de espiras	84	-
Entreferro	1,47	mm
Condutor	AWG 23	-
Número de condutores	9	-

APÊNDICE B – Projeto dos conversores *boost* utilizando o software *Altium®*

Para construir as placas dos conversores, o software *Altium®* foi utilizado. Uma figura do projeto da placa no ambiente do software é apresentada na sequência:

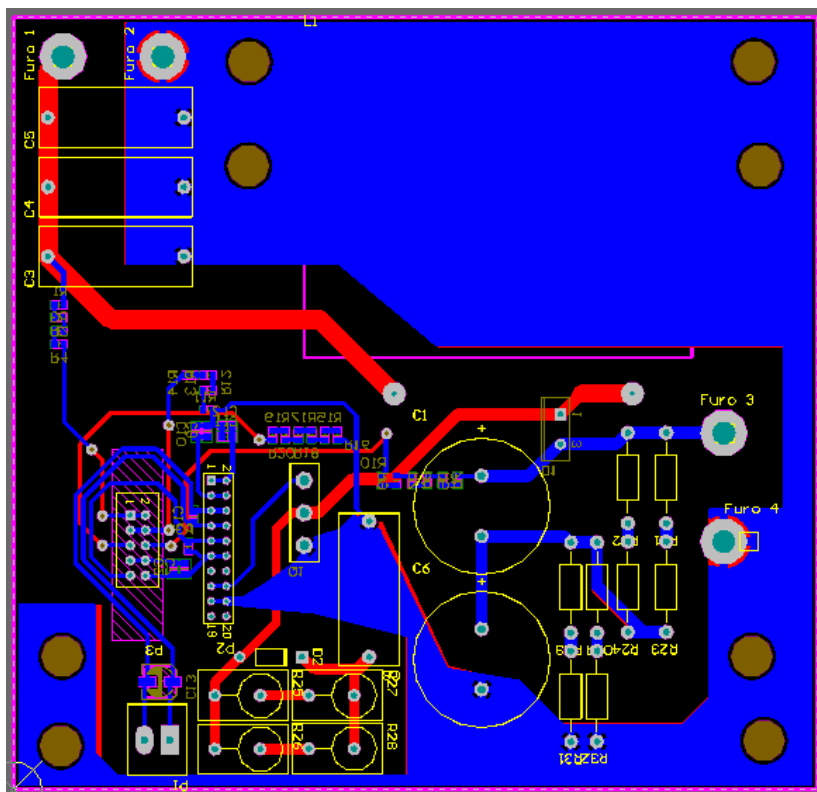


Figura B.1 - Placa do conversor *boost* no ambiente do software *Altium®*.

APÊNDICE C – Código de controle experimental

Este apêndice apresenta o código de controle utilizado no kit de desenvolvimento da *Texas Instruments*, modelo LAUNCHXL-F28377S, com o intuito de cumprir os objetivos descritos neste trabalho.

```
// Controle TCC_Murilo
// Included Files

#include "F28x_Project.h"
#include "math.h"
#include "stdio.h"

// Function Prototypes

void ConfigureADC(void);
void ConfigureEPWM(void);
void SetupADCEpwm(Uint16 channel0,Uint16 channel1,Uint16
channel2,Uint16 channel3,Uint16 channel4,Uint16 channel5,Uint16
channel6,Uint16 channel7,Uint16

channel8,Uint16 channel9,Uint16 channel10,Uint16 channel11);
void ConfigureTripZone(void);
interrupt void adca1_isr(void);

// Defines

#define RESULTS_BUFFER_SIZE 256
#define vcfdref 50
#define vcfqref 0
#define RESULTS_BUFFER_SIZE_b 256

// Globals

double
vcca,vccb,ipv1,ipv2,ipv3,ipv4,ipv5,vpv1,vpv2,vpv3,vpv4,vpv5;
double
vccaResult,vccbResult,ipv1Result,ipv2Result,ipv3Result,ipv4Result,ipv
5Result,vpv1Result,vpv2Result,vpv3Result,vpv4Result,vpv5Result;
```

```

double ma=0,mb=0,mc=0,md=0,me=0;
double clock, d, contador, dmp, count, flag;

//Controle
//MPPT

double taberto=100;
double offset=0;
float luki1[499],luki2[499],luki3[499];
unsigned int startcontrol,i,b,ligar;
unsigned int
resetstart,startcontrol,turnonPWM,tudodesligado_ipv,tudodesligado_vp
v,tudodesligado,flagSoftstart,flagSoftstart2,tudodesligado_ipvneg;

// ADC

double vpv3cal=0.1359,vpv2cal=0.1373, vccbcal=0.219, vpv1cal
= 0.14, vccacal=0.218, offsetvccb=0, vccaoffset, vpv1offset;
double
calipv1=0.00308,calipv2=0.00308,calipv3=0.00308,calipv4,calipv5,offs
etipv2=0;

// ADC
// Ganhos
double PWMa=1000,PWMb=1000,PWMc=1000;

// Controle
double
moda,modb,modc,modd,mode,dmpa,dmpb,dmpc,dmpd,dmpe,vmppa,v
mppb,vmppc,vmppd,vmppe;
double vcclow=0,vcclow1=0,vccb1;
double voca,voccoefa=-
0.123*15,vocSTDa=32.9*15,tempa,vmppSTDa=394.5,doca,deltaDa;
double vocb,voccoefb=-
0.123*10,vocSTDb=32.9*10,tempb,vmppSTDb=263,docb,deltaDb;
double vocc,voccoefc=-
0.123*15,vocSTDc=32.9*15,tempc,vmppSTDc=394.5,docc,deltaDc;
int32
flagtempa,MPPTcountera=0,MPPTcounterValuea=100000,starttempa,b
egina;

```



```

    int32
flagtempb,MPPTcounterb=0,MPPTcounterValueb=200000,starttempb,b
eginb;
    int32
flagtempc,MPPTcounterc=0,MPPTcounterValuec=300000,starttempc,b
eginc;
    int32 controleparalelo=1,modoConectado=0;
    double Pa,Pb,Pc;

    // Proteção
    double dma,dmb,dmc,ma1,mb1,mc1,dpasso=1,mlimite=800;
    unsigned int tudodesligadovcc;
    double softstartcounter,softstart;

#define pi 3.1415926535897

void main(void)
{
    InitSysCtrl();

    DINT;
    InitPieCtrl();
    InitGpio();
    GPIO_SetupPinMux(4, GPIO_MUX_CPU1, 0);
    GPIO_SetupPinOptions(4, GPIO_INPUT,
GPIO_PUSH_PULL); // "errorVSI"
    GPIO_SetupPinMux(59, GPIO_MUX_CPU1, 0);
    GPIO_SetupPinOptions(59, GPIO_OUTPUT,
GPIO_PUSH_PULL); // LED1 "protectb"
    GPIO_SetupPinMux(62, GPIO_MUX_CPU1, 0);
    GPIO_SetupPinOptions(62, GPIO_OUTPUT,
GPIO_PUSH_PULL); // LED3 "ReleSoft"
    GPIO_SetupPinMux(58, GPIO_MUX_CPU1, 0);
    GPIO_SetupPinOptions(58, GPIO_INPUT,
GPIO_PUSH_PULL);

    GPIO_SetupPinMux(73, GPIO_MUX_CPU1, 0);
    GPIO_SetupPinOptions(73, GPIO_INPUT,
GPIO_PUSH_PULL); // Switch2
    GPIO_SetupPinMux(78, GPIO_MUX_CPU1, 0);

```

```

        GPIO_SetupPinOptions(78,                                GPIO_INPUT,
GPIO_PUSH_PULL);
        GPIO_SetupPinMux(91, GPIO_MUX_CPU1, 0);
        GPIO_SetupPinOptions(91,                                GPIO_OUTPUT,
GPIO_PUSH_PULL);

// Input Qualification dos Switches 1 e 2;
GpioCtrlRegs.GPCCTRL.bit.QUALPRD1 = 200;
GpioCtrlRegs.GPCQSEL1.bit.GPIO73 = 2;
GpioCtrlRegs.GPCCTRL.bit.QUALPRD1 = 200;
GpioCtrlRegs.GPCQSEL1.bit.GPIO78 = 2;

InitEPwm2Gpio();
InitEPwm6Gpio();
InitEPwm8Gpio();

if(resetstart == 0)
{
    DELAY_US(1000);
    resetstart = 1;
}

CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
ConfigureEPWM();
CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;

EPwm2Regs.GLDCTL.bit.GLDMODE = 2;
EPwm2Regs.GLDCTL.bit.GLD = 1;
EPwm6Regs.GLDCTL.bit.GLDMODE = 2;
EPwm6Regs.GLDCTL.bit.GLD = 1;
EPwm7Regs.GLDCTL.bit.GLDMODE = 2;
EPwm7Regs.GLDCTL.bit.GLD = 1;

IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;

InitPieVectTable();
EALLOW;
PieVectTable.ADCA1_INT = &adca1_isr; //function for
ADCA interrupt 1 //definição da função do interrupt;
EDIS;

```

```

ConfigureADC();
SetupADCEpwm(0,0,1,1,2,2,3,4,5,5,14,15);
ConfigureTripZone();
IER |= M_INT1;
EINT;
ERTM;
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;

// Sincronização ePWM
do
{
    } while(1);
}

void ConfigureADC(void)
{
    EALLOW;
    AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 4;
    AdcSetMode(ADC_ADCA,    ADC_RESOLUTION_12BIT,
ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
    DELAY_US(1000);
    AdcbRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 4;
    AdcSetMode(ADC_ADCB,    ADC_RESOLUTION_12BIT,
ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
    AdcbRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
    DELAY_US(1000);
    EDIS;
}

void ConfigureTripZone(void)
{
    EALLOW;
    EPwm2Regs.TZSEL.bit.OSHT1 = 1;
    EPwm2Regs.TZCTL.bit.TZA = TZ_FORCE_LO;
    EPwm2Regs.TZCTL.bit.TZB = TZ_FORCE_LO;
    EDIS;
}

```

```

EALLOW;
EPwm6Regs.TZSEL.bit.OSHT1 = 1;
EPwm6Regs.TZCTL.bit.TZA = TZ_FORCE_LO;
EPwm6Regs.TZCTL.bit.TZB = TZ_FORCE_LO;
EDIS;

```

```

EALLOW;
EPwm8Regs.TZSEL.bit.OSHT1 = 1;
EPwm8Regs.TZCTL.bit.TZA = TZ_FORCE_LO;
EPwm8Regs.TZCTL.bit.TZB = TZ_FORCE_LO;
EDIS;
}

```

```

void ConfigureEPWM(void)
{

```

```

    EALLOW;
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
    EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;
    EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = TB_CTR_ZERO;
    EPwm2Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1;
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE =
TB_COUNT_UPDOWN;
    EPwm2Regs.TBPRD = 0x03E8;
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
    EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR;
    EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_SET;
    EDIS;

    EALLOW;
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE =
TB_COUNT_UPDOWN;
    EPwm6Regs.TBPRD = 0x03E8;
    EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
    EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
    EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR;
    EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_SET;
    EDIS;

```

```

        EALLOW;
        EPwm8Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
        EPwm8Regs.TBCTL.bit.CTRMODE
TB_COUNT_UPDOWN;
        EPwm8Regs.TBPRD = 0x03E8;
        EPwm8Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // AQ_SET
        EPwm8Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
        EPwm8Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR;
        EPwm8Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_SET;
        EDIS;

        EALLOW;
        EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
        EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_PRD;
        EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
        EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_PRD;

        EPwm6Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
        EPwm6Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_PRD;
        EPwm6Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
        EPwm6Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_PRD;

        EPwm8Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
        EPwm8Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_PRD;
        EPwm8Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
        EPwm8Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_PRD;
        EDIS;

    }

    void SetupADCEpwm(Uint16 channel0,Uint16 channel1,Uint16
channel2,Uint16 channel3,Uint16 channel4,Uint16 channel5,Uint16
channel6,Uint16 channel7,Uint16

channel8,Uint16 channel9,Uint16 channel10,Uint16 channel11)

    {
        Uint16 acqps;
        acqps = 30; //75ns para 14 // 100ns para 19
        EALLOW;
        AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = channel0;

```

```
AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = acqps;
AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 0x7;
EDIS;
```

```
EALLOW;
AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = channel1;
AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = acqps;
AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 0x7;
EDIS;
```

```
EALLOW;
AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = channel2;
AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = acqps;
AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 0x7;
EDIS;
```

```
EALLOW;
AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = channel3;
AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = acqps;
AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 0x7;
EDIS;
```

```
EALLOW;
AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = channel4;
AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = acqps;
AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 0x7;
EDIS;
```

```
EALLOW;
AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = channel5;
AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = acqps;
AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 0x7;
EDIS;
```

```
EALLOW;
AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL = channel6;
AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS = acqps;
AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL = 0x7;
EDIS;
```

```
EALLOW;  
AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.CHSEL = channel7;  
AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.ACQPS = acqps;  
AdcbRegs.ADCSOC4CTL.bit.TRIGSEL = 0x7;  
EDIS;
```

```
EALLOW;  
AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.CHSEL = channel8;  
AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.ACQPS = acqps;  
AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.TRIGSEL = 0x7;  
EDIS;
```

```
EALLOW;  
AdcbRegs.ADCSOC5CTL.bit.CHSEL = channel9;  
AdcbRegs.ADCSOC5CTL.bit.ACQPS = acqps;  
AdcbRegs.ADCSOC5CTL.bit.TRIGSEL = 0x7;  
EDIS;
```

```
EALLOW;  
AdcaRegs.ADCSOC6CTL.bit.CHSEL = channel10;  
AdcaRegs.ADCSOC6CTL.bit.ACQPS = acqps;  
AdcaRegs.ADCSOC6CTL.bit.TRIGSEL = 0x7;  
EDIS;
```

```
EALLOW;  
AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.CHSEL = channel11;  
AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.ACQPS = acqps;  
AdcbRegs.ADCSOC6CTL.bit.TRIGSEL = 0x7;  
EDIS;
```

```
EALLOW;  
AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 6;  
AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1;  
AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;  
EDIS;
```

```
}
```

```
interrupt void adca1_isr(void)
```

```
{
```

```

    ipv1Result = AdcaResultRegs.ADCRESULT0;
    ipv5Result = AdcaResultRegs.ADCRESULT1;
    vpv2Result = AdcaResultRegs.ADCRESULT2;
    vpv5Result = AdcaResultRegs.ADCRESULT3;
    vpv3Result = AdcbResultRegs.ADCRESULT6;
    vccaResult = AdcaResultRegs.ADCRESULT6;

    ipv4Result = AdcbResultRegs.ADCRESULT0;
    vccbResult = AdcbResultRegs.ADCRESULT1;
    ipv2Result = AdcbResultRegs.ADCRESULT2;
    ipv3Result = AdcbResultRegs.ADCRESULT4;
    vpv4Result = AdcbResultRegs.ADCRESULT5;
    vpv1Result = AdcaResultRegs.ADCRESULT5;

    vcca = (vccaResult+vccaoffset)*vccacal;           // Amp Op
diferencial Conversor A
    vccb = (vccbResult+offsetvccb)*vccbcal;           // Sensor de
tensão
    ipv1 = ipv1Result*calipv1;                         // Conversor A
    ipv2 = ipv2Result*calipv2;                         // Conversor B
    ipv3 = ipv3Result*calipv3;                         // Conversor C
    ipv4 = ipv4Result*calipv4;
    ipv5 = ipv5Result*calipv5;
    vpv1 = (vpv1Result+vpv1offset)*vpv1cal;           // Conversor A
    vpv2 = vpv2Result*vpv2cal;                         // Conversor B
    vpv3 = vpv3Result*vpv3cal;                         // Conversor C
    vpv4 = (vpv4-2073)*0;
    vpv5 = (vpv5-2053)*0;

    // low pass filter first order 10Hz;
    vcclow = 0.00062792399*vccb + 0.00062792399*vccb1 +
0.99874415*vcclow1;
    vccb1 = vccb;
    vcclow1 = vcclow;
    // low pass filter first order 10Hz;

    if (GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO73 == 0 || startcontrol ==
1)

```



```

{
    if (turnonPWM == 0)
    {
        EALLOW;
        EPwm2Regs.TZCLR.bit.OST = 1;
        EPwm6Regs.TZCLR.bit.OST = 1;
        EPwm8Regs.TZCLR.bit.OST = 1;
        EDIS;
        turnonPWM = 1;
        startcontrol = 1;
    }

    // Temperatura Conversor A
    if (((flagtempa == 1 || starttempa == 0) && softstart >= 1) ||
ligar==0)
    {
        flagtempa = 0;
        if (starttempa == 0 || ligar==0)
        {
            voca=vpv1;
            starttempa = 1;
        }
        tempa = ((__divf32((voca-vocSTDa),voccoefa)))+25;
        vmppa = vmppSTDa+((tempa-25)*voccoefa);
        doca = 1-((__divf32(voca,vcclow));
        dmpa = 1-((__divf32(vmppa,vcclow));
        deltaDa = dmpa - doca;
        ligar = 1;
    }

    //Controle tensão Conversor A
    if (controleparalelo == 1)
    {
        if (vcclow>720 && vcclow<760)
            moda = dmpa;
        else if (vcclow>=760 && vcclow<=780)
            moda = dmpa - ((1-((780-vcclow)*0.05))*deltaDa);
        else if (vcclow>780 && vcclow<=790)
            moda = ((790-vcclow)*0.1)*doca;
        else if (vcclow>790)
            moda = 0;
    }

```

```

        if (moda>=dmpa)
            moda = dmpa;
    }

    //          ((MPPTcountera>MPPTcounterValuea)      &&
controleparalelo == 1) ||
    if      (softstart>=1      &&      (begina==0      &&
MPPTcountera>MPPTcounterValuea))
    {
        moda = 0;
        if (MPPTcountera>(MPPTcounterValuea+taberto))
        {
            voca=vpv1;
            MPPTcountera = 0;
            flagtempa = 1;
            begina=1;
        }
    }
    if (softstart >= 1)
        MPPTcountera++;
    ma=moda*PWMa;

// Temperatura Conversor B
    if (((flagtempb == 1 || starttempb == 0) && softstart >= 1) ||
ligar==0)
    {
        flagtempb = 0;
        if (starttempb == 0 || ligar==0)
        {
            vocb=vpv2;
            starttempb = 1;
        }
        tempb = ((__divf32((vocb-vocSTDb),voccoefb)))+25;
        vmppb = vmppSTDb+((tempb-25)*voccoefb);
        docb = 1-((__divf32(vocb,vcclow));
        dmpb = 1-((__divf32(vmppb,vcclow));
        deltaDb = dmpb - docb;
        ligar = 1;
    }

//Controle tensão Conversor B

```

```

if (controleparalelo == 1)
{
    if (vcclow>720 && vcclow<760)
        modb = dmpb;
    else if (vcclow>=760 && vcclow<=780)
        modb = dmpb - ((1-((780-vcclow)*0.05))*deltaDb);
    else if (vcclow>780 && vcclow<=790)
        modb = ((790-vcclow)*0.1)*docb;
    else if (vcclow>790)
        modb = 0;
    if (modb>=dmpb)
        modb = dmpb;
}

//          ((MPPTcountera>MPPTcounterValuea)      &&
controleparalelo == 1) ||
    if      (softstart>=1      &&      (beginb==0      &&
MPPTcounterb>MPPTcounterValueb))
    {
        modb = 0;
        if (MPPTcounterb>(MPPTcounterValueb+taberto))
        {
            vocb=vpv2;
            MPPTcounterb = 0;
            flagtempb = 1;
            beginb=1;
        }
    }
    if (softstart >= 1)
        MPPTcounterb++;
    mb=modb*PWMb;

// Temperatura Conversor C
if (((flagtempc == 1 || starttempc == 0) && softstart >= 1) ||
ligar==0)
{
    flagtempc = 0;
    if (starttempc == 0 || ligar==0)
    {
        vocc=vpv3;
    }
}

```

```

        starttempc = 1;
    }
    tempc = ((__divf32((vocc-vocSTDc),voccoefc)))+25;
    vmppc = vmppSTDc+((tempc-25)*voccoefc);
    docc = 1-(__divf32(vocc,vcclow));
    dmppc = 1-(__divf32(vmppc,vcclow));
    deltaDc = dmppc - docc;
    ligar = 1;
}

//Controle tensão Conversor C
if (controleparalelo == 1)
{
    if (vcclow>720 && vcclow<760)
        modc = dmppc;
    else if (vcclow>=760 && vcclow<=780)
        modc = dmppc - ((1-((780-vcclow)*0.05))*deltaDc);
    else if (vcclow>780 && vcclow<=790)
        modc = ((790-vcclow)*0.1)*docc;
    else if (vcclow>790)
        modc = 0;
    if (modc>=dmppc)
        modc = dmppc;
}
//          ((MPPTcountera>MPPTcounterValuea)    &&
controleparalelo == 1) ||
    if          (softstart>=1          &&          (beginc==0          &&
MPPTcounterc>MPPTcounterValuec))
    {
        modc = 0;
        if (MPPTcounterc>(MPPTcounterValuec+taberto))
        {
            vocc=vpv3;
            MPPTcounterc = 0;
            flagtempc = 1;
            beginc=1;
        }
    }
}
if (softstart >= 1)
    MPPTcounterc++;
mc=modc*PWMc;

```

```

if (modoConectado == 1 && controleparalelo == 0 )
{
    ma = (1-(__divf32(vmppa,vcclow)))*PWMA;
    mb = (1-(__divf32(vmppb,vcclow)))*PWMb;
    mc = (1-(__divf32(vmppc,vcclow)))*PWMc;
}

if (softstart==0)
{
    ma=ma*softstartcounter;
    mb=mb*softstartcounter;
    mc=mc*softstartcounter;
    if (softstartcounter<1)
        softstartcounter=softstartcounter+0.000002;
}

if (vccb>750)
    softstart = 1;

if (softstartcounter>=1)
    softstart = 1;
}

Pa = ipv1*vpv1;
Pb = ipv2*vpv2;
Pc = ipv3*vpv3;

dma = ma-ma1;
if (dma > (dpasso+2))
    ma = ma1+dpasso;
ma1 = ma;

dmb = mb-mb1;
if (dmb > (dpasso+2))
    mb = mb1+dpasso;
mb1 = mb;

dmc = mc-mc1;
if (dmc > (dpasso+2))
    mc = mc1+dpasso;

```

```
mc1 = mc;
```

```
b++;
```

```
if(b>1000)
```

```
    b=0;
```

```
if (b>999)
```

```
{
```

```
    i++;
```

```
    if(i>499)
```

```
        i=0;
```

```
    luki1[i]=(unsigned int) ma;
```

```
    luki2[i]=(unsigned int) mb;
```

```
    luki3[i]=(unsigned int) mc;
```

```
}
```

```
EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = (unsigned int) mc;
```

```
EPwm2Regs.CMPB.bit.CMPB = (unsigned int) mb;
```

```
EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = (unsigned int) ma;
```

```
EPwm6Regs.CMPB.bit.CMPB = (unsigned int) md;
```

```
EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = (unsigned int) me;
```

```
if((ipv1<-0.2)||(ipv2<-0.2)||(ipv3<-0.2)||(ipv4<-0.2)||(ipv5<-
```

```
0.2))
```

```
{
```

```
    EALLOW;
```

```
    EPwm2Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
```

```
    EPwm6Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
```

```
    EPwm8Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
```

```
    EDIS;
```

```
    GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO59 = 1;
```

```
    tudodesligado_ipvneg = 1;
```

```
    tudodesligado = 1;
```

```
}
```

```
if((ipv1Result>3500)||((ipv2Result>3500)||((ipv3Result>3500)||((ipv4Resu  
lt>3500)||((ipv5Result>3500)))
```

```
{
```

```
    EALLOW;
```

```
    EPwm2Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
```

```

        EPwm6Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
        EPwm8Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
        EDIS;
        GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO59 = 1;
        tudodesligado_ipv = 1;
        tudodesligado = 1;
    }

    if((vpv1<-2)|| (vpv2<-2)|| (vpv3<-2)|| (vpv4<-2)|| (vpv5<-2))
    {
        EALLOW;
        EPwm2Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
        EPwm6Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
        EPwm8Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
        EDIS;

        GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO59 = 1;
        tudodesligado_vpv = 1;
        tudodesligado = 1;
    }

    if((vcca>840)|| (vccb>840)|| (vcclow>840)|| (vcca<40)|| (vccb<40))
    {
        EALLOW;
        EPwm2Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
        EPwm6Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
        EPwm8Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
        EDIS;
        GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO59 = 1;
        tudodesligado = 1;
        tudodesligadovcc = 1;
    }

    if (GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO78 == 0 &&
    flagSoftstart2 == 0)
    {
        EALLOW;
        EPwm2Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
        EPwm6Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
        EPwm8Regs.TZFRC.bit.OST = 1;

```

```

        EDIS;
    }

    AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

}

/*

interrupt void adcb1_isr(void)
{
    AdcbResults[resultsIndex++] =
    AdcbResultRegs.ADCRESULT0;
    if(RESULTS_BUFFER_SIZE_b <= resultsIndex_b)
    {
        resultsIndex_b = 0;
        bufferFull_b = 1;
    }

    AdcbRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

}
*/

//
// End of file
//

```